

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Donatas UZNYS

NERAIŠKIAJA LOGIKA GRĮSTAS ŠEŠIAFAZIŲ ASINCHRONINIŲ PAVARŲ VALDYMAS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)



Vilnius LEIDYKLA
TECHNIKA 2018

Disertacija rengta 2013–2018 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Vadovas

doc. dr. Saulius LISAUSKAS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Vilniaus Gedimino technikos universiteto Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo taryba:

Pirmininkas

prof. dr. Algirdas BAŠKYS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Nariai:

dr. Adam IDZKOWSKI (Balstogės technologijos universitetas, Lenkija, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

dr. Robertas LUKOČIUS (Kauno technologijos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

doc. dr. Tomas LUNECKAS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

prof. dr. Voitech STANKEVIČ (Valstybinis mokslinių tyrimų institutas Fizinių ir technologijos mokslų centras, fizika – 02P).

Disertacija bus ginama viešame Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo tarybos posėdyje **2018 m. liepos 13 d. 9 val.** Vilniaus Gedimino technikos universiteto senato posėdžių salėje.

Adresas: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lietuva.

Tel.: (8 5) 274 4956; faksas (8 5) 270 0112; el. paštas doktor@vgtu.lt

Pranešimai apie numatomą ginti disertaciją išsiųsti 2018 m. birželio 12 d.

Disertaciją galima peržiūrėti VGTU talpykloje <http://dspace.vgtu.lt> ir Vilniaus Gedimino technikos universiteto bibliotekoje (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lietuva) bei Lietuvos mokslų akademijos Vrublevskių bibliotekoje (Žygimantų g. 1, LT-01102 Vilnius, Lietuva).

VGTU leidyklos TECHNIKA 2018-030-M mokslo literatūros knyga
<http://leidykla.vgtu.lt>

ISBN 978-609-476-117-1

© VGTU leidykla TECHNIKA, 2018

© Donatas Uznys, 2018

donatas.uznys@vgtu.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Donatas UZNYS

FUZZY LOGIC BASED SIX-PHASE INDUCTION DRIVE CONTROL

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)



Vilnius LEIDYKLA TECHNICA 2018

Doctoral dissertation was prepared at Vilnius Gediminas Technical University in 2013–2018.

Supervisor

Assoc. Prof. Dr Saulius LISAUSKAS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

The Dissertation Defence Council of Scientific Field of Electrical and Electronic Engineering of Vilnius Gediminas Technical University:

Chairman

Prof. Dr Algirdas BAŠKYS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

Members:

Dr Adam IDZKOWSKI (Bialystok University of Technology, Poland, Electrical and Electronic Engineering – 01T),

Dr Robertas LUKOČIUS (Kaunas University of Technology, Electrical and Electronic Engineering – 01T),

Assoc. Prof. Dr Tomas LUNECKAS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T),

Prof. Dr Voitech STANKEVIČ (State Research Institute Center for Physical Sciences and Technology, Physics – 02P).

The dissertation will be defended at the public meeting of the Dissertation Defence Council of Electrical and Electronic Engineering in the Senate Hall of Vilnius Gediminas Technical University at **9 a. m. on 13 July 2018**.

Address: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lithuania.

Tel.: +370 5 274 4956; fax +370 5 270 0112; e-mail: doktor@vgtu.lt

A notification on the intend defending of the dissertation was sent on 12 June 2018.

A copy of the doctoral dissertation is available for review at VGTU repository <http://dspace.vgtu.lt> and at the Library of Vilnius Gediminas Technical University (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lithuania) and the Wroblewski Library of the Lithuanian Academy of Sciences (Žygimantų g. 1, LT-01102 Vilnius, Lithuania).

Reziumė

Disertacijoje nagrinėjama šešiafazio asinchroninio variklio, dirbančio normaliuoju ir poavariniu režimu, valdymo problema, taikant neraiškiosios logikos valdiklius. Darbo tikslas – sukurti šešiafazių asinchroninių pavarų valdymo būdus, naudojančius neraiškiosios logikos reguliatorius bei gebančius pagerinti statoriaus srovių ir magnetinio srauto kokybinius rodiklius.

Darbe sprendžiami uždaviniai: daugiafazių asinchroninių variklių matematinių ir kompiuterinių modelių sudarymas; eksperimentinis šešiafazio variklio pereinamųjų vyksmų, esant normaliajam ir poavariniam darbo režimams, tyrimas; šešiafazių elektros pavarų su šešiafaziu įtampos inverteriu tyrimas modeliuojant; šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros eksperimentinis poavarinio režimo padarinių kompensavimo tyrimas.

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai, bendrosios išvados, naudotos literatūros ir autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašai ir trys priedai.

Įvadiniamе skyriuje aptariama tiriamoji problema, darbo aktualumas, aprašomas tyrimų objektas, formuluojamas darbo tikslas bei uždaviniai, aprašoma tyrimų metodika, darbo mokslinis naujumas, darbo rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai. Įvado pabaigoje pristatomos disertacijos tema autoriaus paskelbtos publikacijos ir pranešimai konferencijose bei disertacijos struktūra.

Pirmajame skyriuje pateikta literatūros analizė. Jame apžvelgiami daugiafazių asinchroninių variklių privalumai ir trūkumai, jų taikymo atvejai, apžvelgti šių variklių gedimai, jų pasekmių kompensavimo metodai. Pristatyti daugiafazių asinchroninių dažninių pavarų valdymo metodai ir šešiafazių asinchroninių variklių matematiniai modeliai. Skyriaus pabaigoje formuluojamos išvados ir tikslinami disertacijos uždaviniai.

Antrajame skyriuje pateikti imitaciniai šešiafazio asinchroninio variklio ir dažninės pavaros bandymų rezultatai, sukurtas vektorinis valdymas naudojantis neraiškiosios logikos reguliatorių.

Trečiajame skyriuje aprašytas eksperimentinių bandymų standas poavariniam režimui tirti, ištirtas vienos trūkstamos statoriaus fazės poavarinio režimo padarinių kompensavimas skaliariniu pavaros valdymo būdu, jo taikymui sukurtas formuojamų statoriaus įtampos fazinių kampų paieškos algoritmas ir šiuos kampus pritaikantis reguliatorius pavarai.

Disertacijos tema paskelbti 4 straipsniai: vienas – mokslo žurnale, įtrauktame į Clarivate Analytics Web of Science duomenų bazę, vienas – Clarivate Analytics Web of Science duomenų bazės Proceedings leidiniuose ir du – moksliniuose žurnaluose, cituojamose kitose duomenų bazėse. Disertacijos tema perskaityti 9 pranešimai konferencijose.

Abstract

The dissertation investigates the issues of six-phase induction motor in normal operating and post-fault conditions using fuzzy logic controllers. The main aim of research is to develop six-phase induction drive control methods using fuzzy logic controllers that can improve qualities of stator currents and magnetic flux production.

The work approaches the following tasks: creation of multi-phase induction machine mathematical and computer models; experimental studies of six-phase machine transients in normal operating and post-fault conditions; simulation studies of six-phase electric drives with six-phase voltage source inverter; experimental studies of six-phase induction frequency drive in compensated post-fault conditions.

The dissertation consists of three parts including introduction, three chapters, general conclusions, references and three annexes.

The introduction reveals the investigated problem, importance of the thesis and the object of research and describes the purpose and tasks of the thesis, research methodology, scientific novelty, the practical significance of results examined in the thesis and defended statements. The introduction ends in presenting the author's publications and conference presentations on the subject of the defended dissertation and defining the structure of the dissertation.

Chapter 1 revises used literature. Advantages and disadvantages of multi-phase induction motors, their application, faults, compensation methods for fault aftereffects are discussed. Control methods of multi-phase induction drives and mathematical models of six-phase induction drives are presented. At the end of the chapter, conclusions are drawn and the tasks for the dissertation are reconsidered.

Chapter 2 presents simulation results of six-phase induction motor and frequency drive operation. Fuzzy logic controller for vector control method is developed.

Chapters 3 presents experimental rig for testing in post-fault conditions, investigates one phase loss post-fault condition after-effects compensation using scalar control method. For this purpose, a search algorithm for stator voltage phase angles and controller for their application is developed.

4 articles focusing on the subject of the discussed dissertation are published: one article – in the Clarivate Analytics Web of Science database, one – in Clarivate Analytics Web of Science database Proceedings material, two articles – in journals quoted by other data bases. 9 presentations on the subject have been given in conferences.

Žymėjimai

Simboliai

A – statoriaus A fazė;

B – statoriaus B fazė;

C – statoriaus C fazė;

D – statoriaus D fazė;

E – statoriaus E fazė;

F – statoriaus F fazė;

a – rotorius a fazė;

b – rotorius b fazė;

c – rotorius c fazė;

i_A – statoriaus A fazės srovė;

i_B – statoriaus B fazės srovė;

i_C – statoriaus C fazės srovė;

i_D – statoriaus D fazės srovė;

i_E – statoriaus E fazės srovė;

i_F – statoriaus F fazės srovė;

i_a – rotoriaus a fazės srovė;

i_b – rotoriaus b fazės srovė;

i_c – rotoriaus c fazės srovė;

$i_{\alpha s}$ – statoriaus srovės projekcija į α ašį;

$i_{\beta s}$ – statoriaus srovės projekcija į β ašį;

i_{ds} – statoriaus srovės projekcija į d ašį;

i_{qs} – statoriaus srovės projekcija į q ašį;

$i_{\alpha r}$ – rotoriaus srovės projekcija į α ašį;

$i_{\beta r}$ – rotoriaus srovės projekcija į β ašį;

i_{dr} – rotoriaus srovės projekcija į d ašį;

i_{qr} – rotoriaus srovės projekcija į q ašį;

J – variklio rotoriaus inercijos momentas;

L_A – statoriaus A fazinės apvijos savasis induktyvumas;

L_B – statoriaus B fazinės apvijos savasis induktyvumas;

L_C – statoriaus C fazinės apvijos savasis induktyvumas;

L_D – statoriaus D fazinės apvijos savasis induktyvumas;

L_E – statoriaus E fazinės apvijos savasis induktyvumas;

L_F – statoriaus F fazinės apvijos savasis induktyvumas;

L_{ls} – statoriaus apvijų sklaidos induktyvumas;

L_{lm} – abipusis statoriaus apvijų sklaidos induktyvumas;

L_{lr} – rotoriaus apvijų sklaidos induktyvumas;

L_m – abipusis statoriaus ir rotoriaus apvijų induktyvumas;

M_e – asinchroninio variklio elektromagnetinis momentas;

M_{st} – statinis apkrovos momentas;
 n – daugiafazio elektros variklio statoriaus fazių skaičius;
 R_A – statoriaus A fazinės apvijos varža;
 R_B – statoriaus B fazinės apvijos varža;
 R_C – statoriaus C fazinės apvijos varža;
 R_D – statoriaus D fazinės apvijos varža;
 R_E – statoriaus E fazinės apvijos varža;
 R_F – statoriaus F fazinės apvijos varža;
 R_a – rotoriaus a fazinės apvijos varža;
 R_b – rotoriaus b fazinės apvijos varža;
 R_c – rotoriaus c fazinės apvijos varža;
 R_s – statoriaus aktyvioji varža;
 u_A – statoriaus A fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 u_B – statoriaus B fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 u_C – statoriaus C fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 u_D – statoriaus D fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 u_E – statoriaus E fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 u_F – statoriaus F fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 u_a – rotoriaus a fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 u_b – rotoriaus b fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 u_c – rotoriaus c fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
 $u_{\alpha s}$ – statoriaus įtampos projekcija į α ašį;
 $u_{\beta s}$ – statoriaus įtampos projekcija į β ašį;
 u_{ds} – statoriaus įtampos projekcija į d ašį;
 u_{qs} – statoriaus įtampos projekcija į q ašį;

$u_{\alpha r}$ – rotoriaus įtampos projekcija į α ašį;
 $u_{\beta r}$ – rotoriaus įtampos projekcija į β ašį;
 u_{dr} – rotoriaus įtampos projekcija į d ašį;
 u_{qr} – rotoriaus įtampos projekcija į q ašį;
 Ψ_A – statoriaus A fazinės apvijos surištas srautas;
 Ψ_B – statoriaus B fazinės apvijos surištas srautas;
 Ψ_C – statoriaus C fazinės apvijos surištas srautas;
 Ψ_D – statoriaus D fazinės apvijos surištas srautas;
 Ψ_E – statoriaus E fazinės apvijos surištas srautas;
 Ψ_F – statoriaus F fazinės apvijos surištas srautas;
 Ψ_a – rotoriaus a fazinės apvijos surištas srautas;
 Ψ_b – rotoriaus b fazinės apvijos surištas srautas;
 Ψ_c – rotoriaus c fazinės apvijos surištas srautas;
 $\Psi_{\alpha s}$ – statoriaus surištųjų srautų projekcija į α ašį;
 $\Psi_{\beta s}$ – statoriaus surištųjų srautų projekcija į β ašį;
 Ψ_{ds} – statoriaus surištųjų srautų projekcija į d ašį;
 Ψ_{qs} – statoriaus surištųjų srautų projekcija į q ašį;
 $\Psi_{\alpha r}$ – rotoriaus surištųjų srautų projekcija į α ašį;
 $\Psi_{\beta r}$ – rotoriaus surištųjų srautų projekcija į β ašį;
 Ψ_{dr} – rotoriaus surištųjų srautų projekcija į d ašį;
 Ψ_{qr} – rotoriaus surištųjų srautų projekcija į q ašį;
 θ_r – rotoriaus posūkio kampas;
 ω_r – rotoriaus sukimosi greitis;
 ω_e – dvipolio variklio sinchroninis greitis.

Santrumpos

NL – (angl. *Fuzzy Logic*) neraiškieji logika;

TMV – (angl. *Direct Torque Control, DTC*) tiesioginis momento valdymas.

Turinys

IVADAS	1
Problemos formulavimas	1
Darbo aktualumas	1
Tyrimų objektas	2
Darbo tikslas	2
Darbo uždaviniai	2
Tyrimų metodika	3
Darbo mokslinis naujumas	3
Darbo rezultatų praktinė reikšmė	3
Ginamieji teiginiai	4
Darbo rezultatų aprobavimas	4
Disertacijos struktūra	5
1. DAUGIAFAZIŲ ELEKTROS PAVARŲ APŽVALGA IR ANALIZĖ	7
1.1. Daugiafazių elektros pavarų taikymo sritys ir konstrukcijos	7
1.2. Daugiafazio variklio dinaminiai modeliai	18
1.3. Daugiafazių pavarų valdymo metodai	22
1.4. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas	29
2. ŠEŠIAFAZIŲ PAVARŲ MODELIAVIMAS IR VALDYMAS ESANT NORMALIAJAM REŽIMUI	31
2.1. Imitaciniai šešiafazio variklio ir pavaros bandymai	31

2.2. Vektorinis šešiafazių pavarų valdymas	43
2.3. Vektorinis šešiafazių pavarų su neraiškiosios logikos reguliatoriais valdymas...	48
2.4. Antrojo skyriaus išvados	56
3. ŠEŠIAFAZIŲ PAVARŲ VALDYMAS ESANT POAVARINIAM REŽIMUI	59
3.1. Eksperimentinis bandymų stendas.....	59
3.2. Dažninės pavaros normaliojo ir poavarinio režimo tyrimas	66
3.3. Poavarinio režimo kompensatoriaus sudarymo metodika	74
3.4. Trečiojo skyriaus išvados	84
BENDROSIOS IŠVADOS	87
LITERATŪRA IR ŠALTINIAI.....	89
AUTORIAUS MOKSLINIŲ PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS	97
SUMMARY IN ENGLISH.....	99
PRIEDAI ¹	115
A priedas. Disertacijos autoriaus sąžiningumo deklaracija	116
B priedas. Bendraautorijų sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje.....	117
C priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos	124

¹ Priedai pateikiami pridėtoje kompaktinėje plokštelėje.

Contents

INTRODUCTION	1
Formulation of the problem.....	1
Relevance of the thesis	1
Object of the research.....	2
Aim of the thesis.....	2
Tasks of the thesis	2
Research methodology	3
Scientific novelty of the thesis	3
Practical value of the research findings	3
Defended statements.....	4
Approval of the research findings	4
Structure of the disertation	5
1. SURVEY AND ANALYSIS OF MULTI-PHASE ELECTRIC DRIVES	7
1.1. Applications and designs of multi-phase electric drives.....	7
1.2. Dynamic models of multi-phase machines	18
1.3. Control methods of multi-phase drives.....	22
1.4. First chapter conclusions and formulation of the thesis objectives	29
2. SIX-PHASE DRIVE MODELING AND CONTROL IN NORMAL OPERATING CONDITION.....	31
2.1. Simulation of six-phase motor and drive	31

2.2. Vector control of six-phase drives.....	43
2.3. Vector control of six-phase drives using fuzzy logic controllers.....	48
2.4. Second chapter conclusions.....	56
3. SIX-PHASE DRIVE CONTROL IN POST-FAULT CONDITIONS	59
3.1. Experimental test rig.....	59
3.2. Normal operating and post-fault conditions of frequency drive.....	66
3.3. Compensator for operation in post-fault conditions	74
3.4. Third chapter conclusions.....	84
GENERAL CONCLUSIONS	87
REFERENCES	89
LIST OF THE AUTHOR'S SCIENTIFIC PUBLICATIONS BY THE AUTHOR ON THE TOPIC OF THE DISSERTATION	97
SUMMARY IN ENGLISH.....	99
ANNEXES ²	115
Annex A. Author's declaration of academic integrity	116
Annex B. Co-author's agreements to present publications material in the doctoral dissertation.....	117
Annex C. Copies of scientific publications by the author on the topic of the dissertation.....	124

² The annexes are supplied in the enclosed compact disc.

Įvadas

Problemos formulavimas

Mokslinėje literatūroje vis intensyviau nagrinėjami daugiafaziai asinchroniniai varikliai. Tokie varikliai turi nemažai privalumų lyginant su trifaziais: mažesnės fazinės srovės, mažesni nuostoliai ir srovių harmonikos, galimybė toliau dirbti nutrūkus vienai ar daugiau fazių. Vis daugiau dėmesio skiriama tokių variklių valdymo ir poavarinio režimo padarinių kompensavimo metodams.

Daugiafazių pavarų naudojimą labiausiai stabdo daugiafazio pramoninio elektros tinklo trūkumas. Todėl jos naudojamos tik lokaliuose sistemose, kur trifazė tinklo įtampa galios keitikliais verčiama į reikiamą daugiafazę.

Darbe tirtas šešiafazės asinchroninės pavaros tiesioginio momento ir srauto valdymas naudojant neraiškiosios logikos reguliatorių. Taip pat poavarinio režimo padarinių kompensavimas taikant skaliarinį valdymą ir neraiškiosios logikos kompensatorių.

Darbo aktualumas

Dėl didesnio patikimumo daugiafaziai varikliai vis dažniau taikomi karinėje ir kosmoso pramonėse, branduolinėje energetikoje ir taip toliau. Šiuo metu didėjant

elektrinių ir hibridinių automobilių paklausai, šie varikliai vis dažniau pasirenkami dėl savo patikimumo ir galimybės dirbti poavariniu režimu. Tokios pavaroms yra svarbus greičio ir sukimo momento valdymas, todėl jų darbo režimų tyrimai yra labai aktualūs.

Poavarinio režimo pasekmės yra srovių sistemos iškraipymai lyginant su normaliuoju režimu, pakitęs magnetinis laukas ir kritusi pavaros galia. Šioms pasekmėms kompensuoti reikalingas tikslus jų įvertinimas. Mokslinėje literatūroje pastebima, kad dažniausiai apsiribojama tiesioginiu statoriaus srovių matavimu, o sukamasis magnetinis srautas yra išskaičiuojamas. Magnetinių srautų tyrimai yra aktualūs vystant naujus poavarinio režimo padarinių kompensavimo metodus.

Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas – šešiafazių asinchroninių elektros pavarų valdymo metodai, skirti normaliajam ir poavariniam režimui.

Darbo tikslas

Darbo pagrindinis tikslas – sukurti šešiafazių asinchroninių pavarų valdymo būdus, naudojančius neraiškosios logikos reguliatorius bei gebančius pagerinti statoriaus srovių ir magnetinio srauto kokybinius rodiklius.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti darbe reikia spręsti šiuos uždavinius:

1. Sukurti neraiškosios logikos reguliatorių vektoriniam tiesioginio momento valdymo būdui, kuris pagerintų daugiafazės pavaros dinamines charakteristikas.
2. Sukurti paieškos metodą, leidžiantį rasti statoriaus įtampų fazinius kampus, kuriais kompensuojami poavarinio režimo padariniai.
3. Sukurti reguliatorių, kompensuojantį poavarinio režimo metu pasireiškiančius viršsrovių ir statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus elipsinę trajektoriją.

Tyrimų metodika

Darbe šešiafazių variklių ir pavarų tyrimui taikomas matematinis modeliavimas daugiafazių variklių ir pavarų tyrimui. Modeliavimas atliekamas Matlab Simulink programiniu paketu. Atlikti eksperimentiniai šešiasfazės pavaros normaliojo ir poavarinio režimų pereinamųjų vyksmų tyrimai. Eksperimentiniai tyrimai atliekami naudojant tyrimų standą, kurį sudaro šešių fazių dažnio keitiklio maketas, asinchroninis šešių fazių variklis, mechaninė apkrova – elektros generatorius, sukimosi greičio bei sukimo momento jutiklis, srovės matavimo jutikliai, magnetinio srauto tankio jutikliai, duomenų rinkimo sistema.

Eksperimentiniai tyrimai atlikti Vilniaus Gedimino technikos universiteto Elektronikos fakulteto Automatikos katedroje (dabar Elektros inžinerijos katedra). Buvo naudota Valstybinio mokslinių tyrimų instituto Fizinių ir technologijos mokslų centro matavimo duomenų rinkimo įranga.

Darbo mokslinis naujumas

Rengiant disertaciją buvo gauti šie Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslui nauji rezultatai:

1. Sukurtas naujas neraiškiosios logikos reguliatorius skirtas tiesioginio momento valdymo metodui šešiafazių asinchroninių pavarų valdymui normaliuoju režimu.
2. Sukurtas naujas statoriaus įtampų fazinių kampų paieškos metodas, skirtas skaliarinio valdymo daugiafazių pavarų poavarinio režimo statoriaus viršsrovių ir suminio srovių vektoriiaus trajektorijos kompensavimui.
3. Sukurtas neraiškiosios logikos reguliatorius, kompensuojantis poavarinio režimo metu pasireiškiančius viršsrovių ir statoriaus srovių atstojamojo vektoriiaus elipsinę trajektoriją keičiant statoriaus maitinimo įtampų fazinius kampus.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Remiantis disertacijos rezultatais gali būti projektuojamos ir tiriamos daugiafazės asinchroninės pavaros. Sukurti imitaciniai modeliai tinka daugiafazių pavarų tyrimui realiuoju laiku.

Sukurti daugiafazių asinchroninių pavarų imitaciniai modeliai leidžia toliau vykdyti daugiafazių variklių valdymo metodų tobulinimą ir tyrimus.

Sukurtas šešiafazės asinchroninės pavaros eksperimentinių tyrimų stendas bus naudojamas tolimesniems šešiafazių asinchroninių pavarų tyrimams.

Ginamieji teiginiai

1. Sukurtas neraiškiosios logikos reguliatorius tiesioginio momento valdymo būdu sumažina elektromagnetinio momento pulsacijas ne mažiau kaip 8 %, o statoriaus magnetinio srauto ne mažiau kaip 26 % lyginant su tipiniu tiesioginio momento valdymo būdu.
2. Sukurtas paieškos metodas, kurį sudaro tikslo funkcija, vektorinėmis diagramomis pagrįstos iteracijos ir paieškos algoritmas, leidžia rasti statoriaus įtampų fazinius kampus, sumažinančius poavarinio režimo viršsrovių ir statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus trajektorijos elipsiškumą.
3. Sukurtas neraiškiosios logikos reguliatorius leidžia kompensuoti poavarinio režimo metu pasireiškiančius viršsrovių ir statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus elipsinę trajektoriją atsižvelgiant į keturis valdymo parametrus.

Darbo rezultatų apibavimas

Disertacijos tema yra atspausdinti 4 moksliniai straipsniai: vienas – mokslo žurnale, įtrauktame į Clarivate Analytics Web of Science duomenų bazę (Lisauskas *et al.* 2013); vienas – Clarivate Analytics Web of Science duomenų bazės Proceedings leidiniuose (Rinkevičienė *et al.* 2017); du – mokslo žurnaluose, cituojamuose kitose duomenų bazėse (Uznys 2015; Pitrenas *et al.* 2017).

Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo paskelbti devyniose mokslinėse konferencijose:

- Lisauskas, S.; Udris, D.; Uznys, D. 2013. Direct Torque Control of Induction Drive Using Fuzzy Controller. Septynioliktoji tarptautinė konferencija „Elektronika 2013“. Palanga, 2013 m. birželio 17–19 d.
- Uznys, D. 2014. Šešiafazio variklio modeliavimas. Septynioliktoji Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „Mokslas – Lietuvos ateitis“. Vilnius, 2014 m. kovo 21 d.

- Uznys, D. 2015. Šešiafazio variklio valdymas. Aštuonioliktoji Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „Mokslas – Lietuvos ateitis“. Vilnius, 2015 m. kovo 20 d.
- Uznys, D. 2016. Šešiafazio variklio gedimo režimo modeliavimas. Devynioliktoji Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „Mokslas – Lietuvos ateitis“. Vilnius, 2016 m. kovo 18 d.
- Pitrenas, A.; Uznys, D. 2016. Daugiafazio variklio apskritiminės srovės trajektorijos kūrimas asimetriniu darbo režimu. Trečioji atvira elektros, elektronikos ir informatikos mokslų konferencija „eStream“. Vilnius, 2016 m. balandžio 19 d.
- Uznys, D. 2017. Modeling of Six-Phase Induction Drives in Post-Fault Conditions. International Conference “Electrical, Electronic and Information Sciences”. Vilnius, 2017 m. balandžio 27 d.
- Rinkevičienė, R.; Savickienė, Z.; Uznys, D.; Pitrenas, A.; Šlepikas, A. 2017. Scalar Control of Six-Phase Induction Motor. International Conference “Electrical, Electronic and Information Sciences”. Vilnius, 2017 m. balandžio 27 d.
- Uznys, D.; Pitrenas, A.; Beištaras, D.; Lisauskas, S. 2017. Direct Measurement of Six-Phase Induction Drive Magnetic Flux in the Air Gap. 13th International Conference “Mechatronic Systems and Materials”. Vilnius, 2017 m. liepos 3–5 d.
- Rinkevičienė, R.; Savickienė, Z.; Lisauskas, S.; Petrovas, A.; Uznys, D.; Pitrenas, A.; Šlepikas, A. 2017. Fuzzy Controllers in Rotor Flux Orientation Control System of Six-Phase Induction Motor. 13th International Conference “Mechatronic Systems and Materials”. Vilnius, 2017 m. liepos 3–5 d.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai ir bendrosios išvados. Taip pat yra trys priedai.

Darbo apimtis yra 98 puslapiai, neskaitant priedų, tekste panaudotos 48 numeruotos formulės, 51 paveikslas ir 9 lentelės. Rašant disertaciją buvo panaudoti 94 literatūros šaltiniai.

Daugiafazių elektros pavarų apžvalga ir analizė

Skyriuje apžvelgiama daugiafazių variklių taikymo atvejai, jų konstrukcija, veikimo ir valdymo principai. Išnagrinėti tokių variklių matematiniai ir kompiuteriniai modeliai, asinchroninių variklių koordinačių transformavimo sistemos. Taip pat aptarti daugiafazių asinchroninių variklių greičio ir momento reguliavimo būdai. Skyriaus pabaigoje pateikiamos pirmojo skyriaus išvados ir tikslinami darbo uždaviniai.

Skyriaus tematika paskelbtas vienas straipsnis (Uznys 2015).

1.1. Daugiafazių elektros pavarų taikymo sritys ir konstrukcijos

Šiuolaikinės mechatroninės sistemos renka jutiklių informaciją, ją apdoroja ir pagal nustatytus valdymo algoritmus generuoja jėgas bei judesius. Judesius tokiose sistemose generuoja pneumatiniai, hidrauliniai arba elektriniai vykdikliai, kurie yra jungiamoji valdiklių ir valdomųjų mašinų grandis ir kuria sukamąjį ar slenkamąjį judesį. Dėl išplėto elektros energijos perdavimo tinklų infrastruktūros daž-

niausiai naudojami vykdikliai yra elektros varikliai, kurie gali dirbti trumpalaisiais ar ilgalaikiais režimais, būti dažnai stabdomi ar keisti greitį ir momentą pagal užduotą dėsnį. Dažniausiai vykdikliai parenkami pagal užduotą technologinį procesą, reikalingą galią, judesio tipą, darbo režimą, sukimosi greičio reguliavimo diapazoną, patikimumą ir kitus parametrus.

Tradiciškai dėl galimybės tiksliai valdyti greitį, tiesinės mechaninės charakteristikos reguliuojamosiose pavarose buvo naudojami kolektoriniai nuolatinės srovės elektros varikliai, tačiau nuo 1990 m. vis dažniau imta naudoti asinchroninius kintamosios srovės variklius (Bose 2006). Mechatroninės sistemos variklio kaina ir patikimumas yra svarbūs rodikliai, todėl kolektoriniai nuolatinės srovės varikliai vis rečiau naudojami dėl jų trūkumų (šepečių nusidėvėjimas, kibirkščiavimas, akustinis triukšmas). Juos pakeitė elektroniskai komutuojami nuolatinės srovės, kintamosios srovės sinchroniniai varikliai su nuolatiniais magnetais rotorijoje, asinchroniniai elektros varikliai (Leonhard 2001). Jų patikimumas padidėja, nes juose nėra kolektoriaus ir vienintelė besidėvinti detalė yra guoliai.

Pramonėje paplitęs trifazis elektros tinklas lemia tai, kad labiausiai paplitę varikliai yra trifaziai kintamosios srovės asinchroniniai varikliai. Šio tipo varikliai pasižymi nesudėtinga eksploatacija ir patikimumu, lyginant su nuolatinės srovės varikliais. Dažnio keitiklių tobulėjimas leido kintamosios srovės pavaroms įsitvirtinti pramonėje ir autonominėse sistemose, tačiau anksčiau minėtose srityse (ypač autonominėse sistemose, kur fazių skaičiaus neriboja pramoninis tinklas) tipinės konstrukcijos trifazės mašinos ne visada yra geriausias sprendimas, užtikrinantis geriausius rezultatus. Įprasta, kad trifazę srovių sistemą naudojantys daugiafaziai varikliai yra vadinami trifaziais, o daugiafaziais laikomi varikliai, kurių fazių skaičius didesnis už tris. Šioje disertacijoje bus laikomasi tokios pačios sampratos. Daugiafazės mašinos turi keletą privalumų lyginant su trifazėmis mašinomis. Pagrindiniai privalumai yra (Golubev, Ignatenko 2000; Levi *et al.* 2007; Levi *et al.* 2008; Levi 2016; Jacobina *et al.* 2004; Kianinezhad *et al.* 2008a; Duran, Barrero 2015; Duran *et al.* 2016; Batista *et al.* 2013; Gonzalez–Prieto *et al.* 2016):

1. Bendra sistemos galia paskirstoma daugiau nei trimis fazėmis, dėl to sumažėja vienos fazės apvijos srovė, komutuojama puslaidininkiniais galios įtaisais.
2. Daugiafaziuose varikliuose gaunami mažesni statoriaus nuostoliai, mažesnės rotoriaus srovių harmonikos ir sukimo momento pulsacijos. Šešifaziai asinchroniniai varikliai turi 6,7 % mažesnius elektrinius nuostolius, lyginant juos su trifaziais varikliais, kuriuose sukloštos ekvivalentiškos, tokio paties žingsnio fazinės apvijos.
3. Daugiafazės mašinos yra atsparesnės gedimams ir gali veikti poavariniu režimu, t. y. sugedus vienai ar daugiau statoriaus fazių, o tai gerokai didina ne tik šių variklių bet ir visos sistemos patikimumą. Trifaziam varikliui nemaitinant nors vienos fazės, jis dirba kaip

vienfazis variklis, jei nėra neutralaus laido, todėl jo galia sumažėja 50 %, jis negali pats pasileisti. Daugiafaziam varikliui nemaitinant vienos apvijos, jis gali pasileisti ir jo galia sumažėja minimaliai. Taip pat atjungus tokią fazę galima remontuoti maitinimo šaltinį nestabdant pačios pavaros. Šešiafaziai asinchroniniai varikliai gali būti paleisti ir veikti, jei yra bent trys veikiančios fazės, su sąlyga, kad gedimai atsiranda ne gretimose statoriaus fazėse.

4. Esant bet kokiai kintamos srovės mašinos fazių skaičiui, norint nepriklausomai valdyti jos srautą ir sukimo momentą, reikia keisti dvi nepriklausomai valdomas srovės dedamąsias.
5. Daugiafaziai varikliai taip pat pasižymi mažesniu akustiniu triukšmu, lyginant su trifaziais varikliais.

Daugiafazių mašinų koncepcija atsirado 1920 metais, kai atsirado didelės galios poreikis ir kurios dydį riboja tuo metu naudojami galios puslaidininkiniai raktai. Tuomet trifazis generatorius būdavo verčiamas į šešiafazį, todėl jų fazinė srovė buvo du kartus mažesnė. Šis sprendimas tapo neaktualus, kai padidėjo puslaidininkinių raktų srovės dydis (Kim *et al.* 2013).

1960 metais pradėjus kurti dažniu valdomas elektros pavaras, vėl buvo susidomėta daugiafazėmis mašinomis. Pagrindinė priežastis buvo didelės momento vibracijos maitinant variklius žemo dažnio įtampa, kai inverteriai veikė šešių žingsnių principu (angl. *six-step*). Didelis fazių skaičius leido tas vibracijas sumažinti, tačiau atsiradus IPM valdymui, toliau daugiafazių pavarų sritis nebuvo vystoma (Kim *et al.* 2013).

Pirmasis daugiafazis variklis straipsniuose paminėtas 1969 metais (Ward, Härer 1969). Tuo metu daugiausiai dėmesio buvo skiriama daugiafazių variklių modeliavimui, projektavimui, dažninio valdymo klausimams (Duran, Barrero 2015; Levi 2016). Tyrimai šioje srityje suintensyvėjo tik dvidešimto amžiaus paskutiniame dešimtmetyje ir pirmame šio amžiaus dešimtmetyje.

Daugiafazės mašinos gali sklandžiai veikti poavariniu režimu, kai yra nutrūkęs maitinimas vienai ar kelioms statoriaus apvijoms. Maitinimas gali nutrūkti dėl IGBT tranzistorių, energijos perdavimo kabelių gedimų ar suveikus apsaugos automatikai ir atjungus fazės maitinimą (Munim *et al.* 2016).

Galimybė dirbti poavariniu režimu iš karto sudomino mokslininkus, tačiau daugiafazių pavarų kūrimas ir taikymas pradžioje apsiribojo keleto trifazių variklio apvijų, maitinamų iš trifazio tinklo, tyrimais (Gemasa 2016; Ditmanson *et al.* 2014; Cao *et al.* 2012). Nuo 1990 metų, atsižvelgus į daugiafazių variklių privalumus: galimybes dirbti poavariniu režimu, naudoti mažesnės galios elektronikos įtaisus, jie pradėti taikyti laivuose, dėl to ypatingai suaktyvėjo jų tyrimai (Duran *et al.* 2016; Levi 2016; Kim *et al.* 2013).

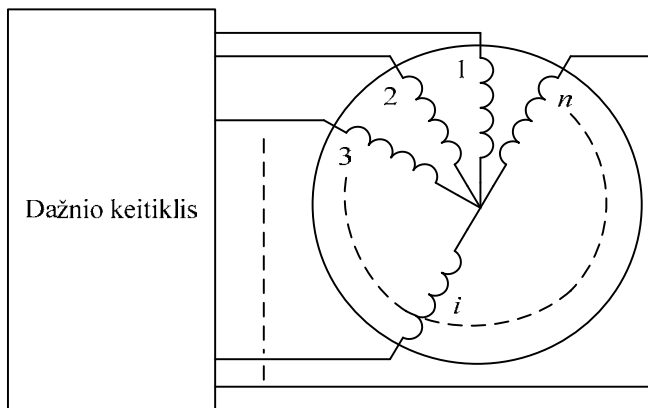
Šis tyrimų suintensyvėjimas ir naujų publikacijų atsiradimas paskatino ir terminio žurnalo IEEE Transactions on Industrial Electronics „Special Section on

Multiphase Machines and Drives“ numerio publikavimą 2008 metų gegužės mėnesį.

Daugiausiai dėmesio mokslinėse publikacijose skiriama: maitinimo šaltinių skirtų daugiafazėms mašinoms ir jų valdymo sistemoms (galios elektronikos elementų, dažnio keitiklių, inverterių), tokių mašinų konstrukcijos, modeliavimo ir valdymo metodų, poavarinio režimo tyrimams.

Daugiafazės mašinos priklausomai nuo statoriaus apvijų tipo gali būti maitinamos iš skirtingų dažnio keitiklių. Labiausiai paplitusios šios daugiafazių elektros pavarų (mašina ir įtampos inverteris) konfigūracijos (Bojoi *et al.* 2016; Cheng *et al.* 2009; Oleschuk, Ermuratskii 2014; Kominami, Fujimoto 2004; Jones *et al.* 2013):

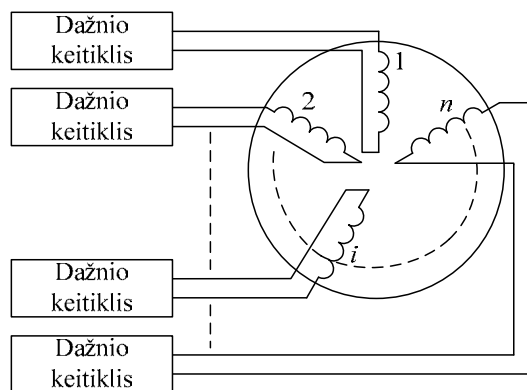
1. Daugiafazės mašinos su viena neutrale (1.1 pav.).
2. Daug nepriklausomų vienfazių vienetų (1.2 pav.).
3. Daug nepriklausomų trifazių vienetų (1.3 pav.).



1.1 pav. Daugiafazių mašinų topologija su viena neutrale
Fig. 1.1. Topology of multi-phase machine with single neutral

Paveiksle 1.1 pateiktoje topologijoje yra tik vienas dažnio keitiklis, kuris maitina visas n -fazio variklio apvijas (sunumeruotas skaičiais 1, 2, 3, i ir n , kur i – kitų fazių numeriai). Šis keitiklis turi formuoti statoriaus maitinimo įtampas su n fazinių kampų. Apvijų jungimas – žvaigždė.

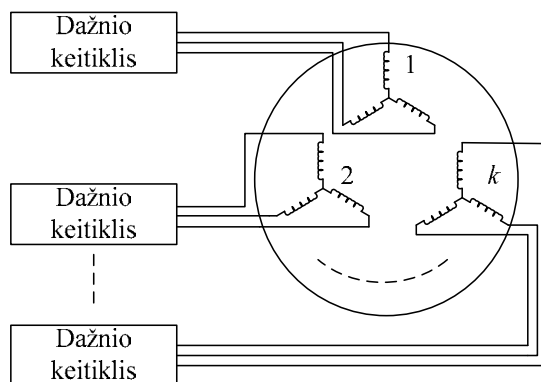
Paveiksle 1.2 pateiktoje topologijoje naudojami vienfaziai keitikliai. n -faziam varikliui reikia n skaičiaus keitiklių, kurie yra izoliuoti vienas nuo kito – jie neturi nei vienos bendros neutralės. Šis variantas yra brangesnis už topologiją pateiktą paveiksle 1.1, nes daugiafaziam keitikliui užtenka dvigubai mažiau pakopų lyginant su bendru pakopų kiekiu būtinų vienfazių keitiklių atveju.



1.2 pav. Daugiafazių mašinų topologija sudaryta iš daugelio nepriklausomų fazių

Fig. 1.2. Multi-phase machine topology with multiple single-phase units

Daugiafazės pavaros maitinamos iš trifazių dažnio keitiklių topologijas pateikta paveiksle 1.3.



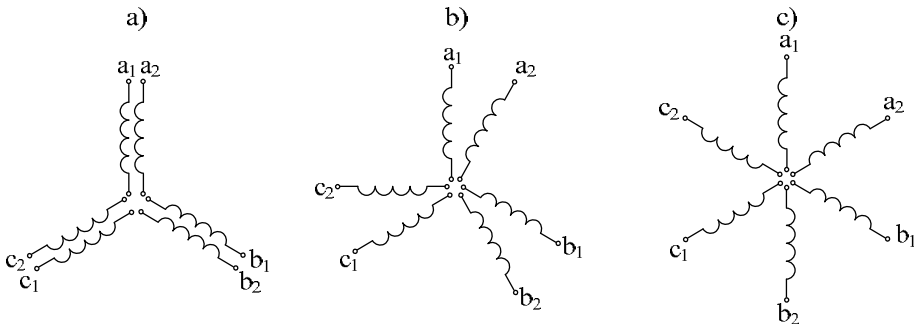
1.3 pav. Daugiafazis variklis sudarytas iš daugelio nepriklausomų trifazių vienetų

Fig. 1.3. Multi-phase machine topology with multiple three-phase units

Variklį, kurio statoriaus fazių skaičius yra kartotinis skaičiaus 3, galima maitinti iš trifazių keitiklių, jei jie turi sinchronizavimo funkciją. Toks variantas yra populiarus, nes trifaziai keitikliai yra gaminami masiškai. Be to, įvairūs gedimai gali būti izoliuoti atjungiant vieną keitiklį, kuris maitina 120 elektrinių laipsnių kampų suklotas apvijas. Taip išlaikomas pavaros srovių sistemos simetriškumas, kuris užtikrina patikimą poavarinio režimo pavaros darbą, jei nėra perkrovų.

Atsižvelgiant į statoriaus apvių padėtį ir kampą tarp jų, šešiafaziai asinchroniniai varikliai gali būti trijų rūšių (1.4 pav.):

1. Dvigubo trifazio statoriaus (1.4 pav. a).
2. Asimetriniai (1.4 pav. b).
3. Simetriniai (1.4 pav. c).



1.4 pav. Šešiafazių asinchroninių variklių apvių padėtis statoriuje:

a) dvigubo statoriaus; b) asimetrinio variklio; c) simetrinio variklio
Fig. 1.4. Three mainstream six-phase machines: a) dual three-phase machine; b) asymmetrical six-phase machine; c) symmetrical six-phase machines

Simetriniu atveju laikomas toks statoriaus apvių klojimas, kai sudaromas erdvinis kampas tarp gretimų fazių yra 60 elektrinių laipsnių (1.4 pav. c). Toks atvejis yra nagrinėjamas dažniausiai (Mansour *et al.* 2008; Markadeh *et al.* 2009; Nanoty, Chudasama 2012). Rečiau sutinkami šešiafaziai varikliai su asimetriniu statoriumi. Juose kampai tarp gretimų fazių yra nevienodi (1.4 pav. b) – vienas iš jų 30 elektrinių laipsnių ir kitas 90 elektrinių laipsnių.

Kai šešiafazių variklių rotoriuje suklota šešiafazė apvija, tai kampinis poslinkis tarp gretimų rotoriaus fazių sudaro 60 elektrinių laipsnių. Faziniuose rotoriuose, kuriuose yra suklota trifazė apvija, kampinis poslinkis tarp skirtingų rotoriaus fazių sudaro 120 elektrinių laipsnių.

Įprastai nagrinėjami šešiafaziai varikliai su skirtingomis statorių ir rotorių kombinacijomis. Atsižvelgiant į literatūroje nurodytus atvejus, galima teigti, kad dažnai nagrinėjami varikliai, kurių statoriuje suklota asimetrinė šešiafazė apvija, o rotoriuje nurodoma trifazė apvija. Nemažas dėmesys skiriamas ir variklių su simetrine šešiafaze apvija statoriuje bei rotoriuje nagrinėjimui.

Šios disertacijos tyrimuose naudojamas simetrinis šešiafazis asinchroninis variklis su narveliniu rotoriumi.

Daugiafazių variklių maitinimas iš įvairių įtampos inverterių plačiai išnagrinėtas (Levi 2016) straipsnyje. Jame aprašomi nauji daugiafazių pavarų impulsų

moduliacijos valdymo metodai, kurie naudojami dviejų ir daugiau lygių įtampos inverteriuose, maitinant žvaigžde sujungtą daugiafazę mašiną. Šie valdymo metodai lyginami tarpusavyje, taip pat lyginama gautų statoriaus įtampų ir srovių kokybė, tiriant harmonikų iškraipymus. Nagrinėjama kitos dažnio keitiklio topologijos ir valdymo būdai naudojant matricinius įtampos keitiklius (angl. *matrix converter*). Taip pat straipsnyje nagrinėjamas daugiafazės pavaros panaudojimas elektromobiliuose. Daugelyje šiuolaikinių elektromobilių naudojami du inverteriai, vienas iš jų naudojamas elektros variklio valdymui ir regeneruotos energijos gražinimui į bateriją, kitas krovimo metu, kai elektromobilis įkraunamas iš elektros tinklo. Straipsnyje siūlomas būdas naudoti tik vieną inverterį abiem operacijoms atlikti. Toks jungimas leidžia naudoti daugiafazį variklį kaip filtrą, nes fazėmis tekančios srovės nesukuria besisukančio magnetinio lauko, tuo pačiu ir sukimo momento. Tokių pavarų panaudojimas leistų atsisakyti papildomo krovimo inverterio ir sumažintų bendrą sistemos masę.

Daugiafazėse mašinose srovių harmoninė sudėtis yra geresnė nei trifazėse, tačiau šių rodiklių gerinimas yra aktualus. (Karttunen *et al.* 2015) straipsnyje pateikiamas dvigubos trifazės (asimetrinės šešiafazės) pavaros srovės valdymo metodas, kuris ženkliai sumažina statoriaus srovių nepageidaujamą harmonikas. Metodas, paremtas trikdžių stebikliu (angl. *disturbance observer*), panaikina daugiau nei 99 % nepageidaujamų harmonikų normaliojo darbo režimo metu. Lietuvoje vystyta statoriaus srovių harmonikų tyrimai, kai taikomi erdvinio vektoriaus moduliavimo metodai (Baškys *et al.* 2011; Lipinskis 2014; Lipinskis 2013; Lipinskis *et al.* 2014; Lipinskis *et al.* 2013; Lipinskis, Bleizgys 2016; Lipinskis, Zlosnikas 2015).

Daugiafazės mašinos tobulinamos ne tik vystant valdymo būdus, bet ir konstrukcijas. Trifazių variklių kontekste, ši tema yra labai gerai išnagrinėta, tačiau esant daugiau fazių, pavyzdžiui, esant penkioms fazėms (Abdel-Khalik *et al.* 2016; Barrero, Duran 2016; Duran, Barrero 2015) mokslinė bazė yra vystoma. Taip pat, daugiafazių mašinų apvijų projektavimo tema vykdyti moksliniai tyrimai ir Lietuvoje (Bukšnaitis 2015; Bukšnaitis 2013; Bukšnaitis 2012; Kundrotas 2013; Kundrotas *et al.* 2014).

Pavaros kokybės vertinimui dažnai pasitelkiama magnetovaros ar magnetinio srauto analizė (Patel *et al.* 2015; Zhang *et al.* 2016). Magnetiniai srautai nėra matuojami tiesiogiai, bet išskaičiuojami iš statoriaus srovės ir elektrovaros. Pavyzdžiui, nesusinės maitinimo įtampos įtakos tyrimams penkių ir devynių fazių varikliuose (Kong *et al.* 2016).

Normaliojo režimo atveju tyrimams galima apsiriboti dinaminių procesų modeliavimu neatliekant eksperimentų (Zhang *et al.* 2016). Šie matematiniai modeliai yra žinomi, tačiau sėkmingai vystomi ir toliau (Shao *et al.* 2015; Kundrotas 2014; Kundrotas *et al.* 2011; Pitrenas, Uznys 2016; Pitrenas 2014).

Daugiafazės pavaros yra patikimesnės už trifazes, tačiau jų valdymas yra sudėtingesnis. Specialūs valdymo būdai gali užtikrinti nenutrūkstamą darbą besikeičiant darbo sąlygoms: iš normaliojo darbo režimo, į gedimą ir į poavarinį režimą (Nguyen *et al.* 2015; Guzman *et al.* 2015; Duran *et al.* 2016). Tačiau šiems valdymams poavarinio režimo metu reikalauja daug tikslių grįžtamųjų ryšių.

Galima teigti, kad daugiafazių variklių pranašumai prieš įprastus trifazius variklius įtakojo jų taikymą įvairiose pramonės šakose: jūrų transporte, laivuose (Taheri *et al.* 2012; Santos *et al.* 2011; Moghadasian *et al.* 2010; Nabi *et al.* 2011), elektrinėse arba elektrinėse–hibridinėse transporto priemonėse, orlaiviuose, lokomotyvuose (Alnajjar *et al.* 2015; Cavagnino *et al.* 2015; Baltatanu *et al.* 2013; Vukosavic *et al.* 2005; Abjadi *et al.* 2010; Ahmed 2012; Oleschuk, Griva 2009; Oleschuk *et al.* 2007; Levi *et al.* 2006; Levi 2008), vandens aparatuose, erdvėlaiviuose, robotams valdyti bei didelės galios įrenginiuose (Bojoi *et al.* 2016; Goyal, Aware 2012; Santos *et al.* 2010).

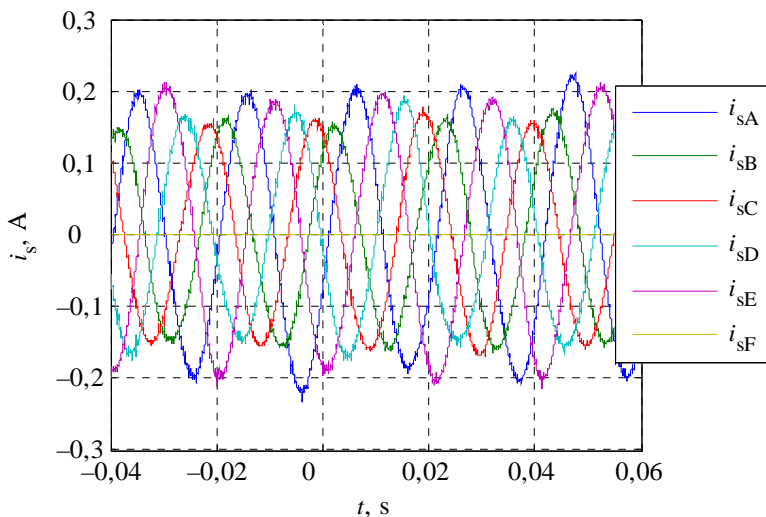
Pramonėje naudojamas trifazis tinklas ir daugiafazio variklio maitinimui reikalingos papildomos priemonės, kurios transformuotų trifazį tinklą į reikiamo fazių skaičiaus daugiafazį elektros tinklą, ir tai yra pagrindinė priežastis, kodėl spartesnis šio tipo variklių taikymas plačiojoje pramonėje yra ribotas. Specialus transformatorius, kuris transformuoja trifazį elektros tinklą į šešiafazį, gali būti naudojamas maitinti šešiafaziams asinchroniniams varikliams, taip pat šią funkciją atlikti gali ir šešiafazis dažnio keitiklis, kuris transformuoja pramoninį trifazį kintamosios srovės tinklą į šešiafazį, kintamo dažnio ir amplitudės tinklą. Kai daugiafazėse pavarose daugiafazis variklis maitinamas iš dažnio keitiklio, galima reguliuoti daugiafazio variklio sukimosi greitį, tačiau jei maitinama iš specialaus transformatoriaus, tai variklio sukimosi greičio keisti neįmanoma. Tiek specializuotas transformatorius, tiek daugiafazis dažnio keitiklis yra papildomas daugiafazės pavaros elementas, dėl kurio kyla visa pavaros kaina, tačiau papildomas pavaros elementas, nors ir kelia sistemos kainą, yra vertinamas kaip atsiperkanti investicija dėl didesnio pavaros patikimumo.

Daugiafazių varikliai populiari didelės galios ir traukos įrenginiuose, įprastuose bei povandeniniuose laivuose, lokomotyvuose. Daugiafaziuose varikliuose ši galia visoms jų sudarančioms fazinėms apvijoms paskirstoma po lygiai, todėl šių variklių fazinės srovės bus mažesnės, lyginant su tokios pačios galios trifaziais varikliais. Todėl daugiafazių variklius maitinančiuose dažnio keitikliuose galima naudoti mažesnės galios puslaidininkinius raktus, kurių kaina yra mažesnė.

Daugiafazių varikliai, dėl jų gebėjimo dirbti dingus vienai ar daugiau iš statoriaus fazių, gali užtikrinti šių įrenginių nepertraukiamą darbą, todėl daugiafazis elektros tinklas gali būti kuriamas pvz., branduoliniuose objektuose, avariniuose įrenginiuose, kai ypač svarbus įrenginių patikimumas. Daugiafazis tinklas gali būti gaunamas naudojant pageidaujamo skaičiaus fazių generatorių, fazių skaičiaus keitimo transformatorių arba inverterį.

Galimybė daugiafazei elektros pavarai funkcionuoti esant gedimui lemia jų naudojimą ir kosmoso pramonėje. Šiuo atveju ypatingą reikšmę turi ir mažesni remonto kaštai, kurie kosmoso pramonėje yra daug didesni nei įprastai.

Dažniausiai gedimai izoliuojami atjungiant vieną ar daugiau statoriaus fazių. Tokiu atveju gaunami srovių sistemos iškraipymai tokie kaip 1.5 paveiksle.

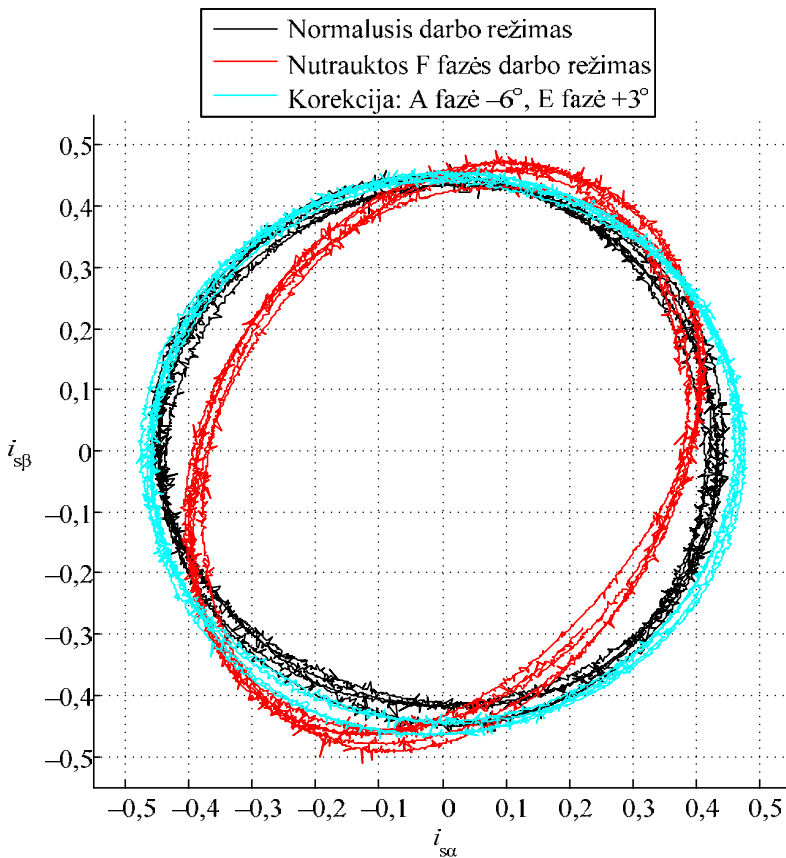


1.5 pav. Statoriaus fazinės srovės, kai atjungta F fazės apvija (Pitrėnas 2017)

Fig. 1.5. Stator phase currents when winding of F phase is disconnected (Pitrėnas 2017)

Siekiant kompensuoti poavarinio režimo metu išaugusias statoriaus fazines sroves (1.5 pav.) ir atstojamojo srovės vektoriaus trajektoriją, buvo pasiūlytas kompensavimo metodas (Pitrėnas *et al.* 2017; Pitrėnas 2017). Jo metu yra keičiami dažnio keitiklio formuojamų įtampų faziniai kampai, nekeičiant formuojamų įtampų amplitudžių. Taikant šį metodą simetrinė šešiafazė asinchroninė dažninė pavarą maitinama iš penkiafazio asimetrinio maitinimo tinklo, kurio įtampų faziniai kampai gali būti keičiami.

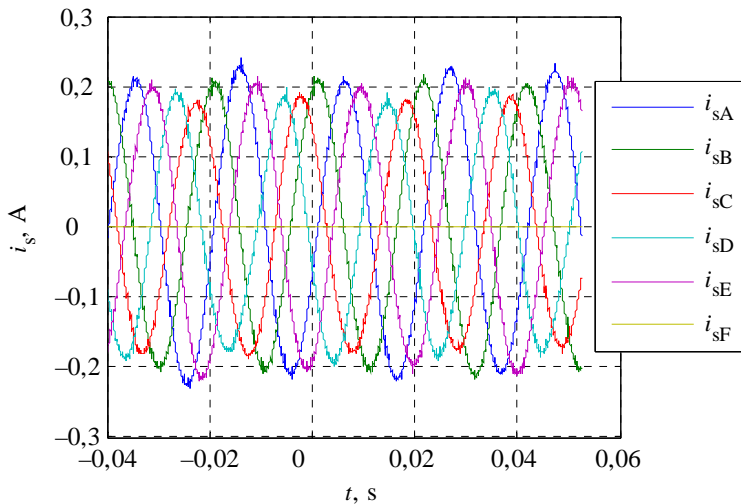
Poavarinis režimas imituojamas atjungiant vieną šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros fazę. Pavarai veikiant šiuo režimu kai kurių statoriaus fazinių srovių amplitudės išauga iki 40 % (1.5 pav.), o statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus trajektorija tampa elipsine (1.6 pav.). Normaliojo režimo atveju visų srovių amplitudės lygios, o trajektorija – apskritiminė.



1.6 pav. Statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus trajektorija nejudamoje koordinatų sistemoje, kai pavara dirba normaliuoju ir vienos fazės kompensuoto poavarinio režimo sąlygomis (Pitrėnas 2017)

Fig. 1.6. Resultant vector trajectory of stator phase currents in stationary reference frame when the drive is working in normal operating and compensated post-fault conditions (Pitrėnas 2017)

Taikant pasiūlytą poavarinio režimo statoriaus fazinių srovių ir suminio srovės vektoriaus trajektorijos kompensavimo metodą (Pitrėnas *et al.* 2017), šešiafazė asinchroninė dažninė pavara maitinta iš penkiafazio maitinimo tinklo, kurio įtampų faziniai kampai yra $[-6^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 243^\circ, -]$. Šiuo atveju gautos fazinės srovės, kurių amplitudžių dispersija 10 kartų mažesnė lyginant su nekompensuotu režimu, t. y. dispersija artima normaliojo režimo srovių dispersijai (1.7 pav.). Taip pat statoriaus atstojamojo vektoriaus trajektorija atstatyta į apskritimą (1.6 pav.).



1.7 pav. Akimirkinės statoriaus srovės, kai pavara dirba vienos fazės kompensuoto poavarinio režimo sąlygomis (Pitrėnas 2017)

Fig. 1.7. Instantaneous stator phase currents when the drive is working in compensated post-fault condition (Pitrėnas 2017)

Kompensavimo metodui iškeltas pirminis tikslas – apskritiminės trajektorijos atstatymas – turi daug sprendinių. Reikiamą trajektoriją galima užtikrinti didele statoriaus maitinimo įtampų fazinių kampų rinkinių aibe. Iškėlus papildomą tikslą – sumažinti statoriaus fazinių srovių dispersiją – sprendinių skaičius sumažėja.

Eksperimentiškai įrodyta, kad apskritiminę statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus trajektoriją galima atkurti pasiūlytu skaliariniu poavarinio režimo kompensavimo metodu, veikiančiu be grįžtamojo ryšio. Taip pat įrodyta, kad iširtos šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros, veikiančios vienos nutrūkusios fazės poavariniu režimu, statoriaus fazinės srovės išauga – didžiausia efektinė vertė siekia 40 %, o atkūrus apskritiminę srovės vektoriaus trajektoriją sumažėja ir siekia 31 % (1.7 pav.).

Disertacijoje ir susijusioje publikacijoje pateikiami tik tuščiosios veikos eksperimentiniai tyrimai ir nėra nagrinėjama, ar vienas sprendinys yra tinkamas visiems to pačio režimo darbo taškams. Taip pat nėra nurodyta, kaip rasti maitinimo įtampų fazinių kampų postūmiai, t. y. trūksta paieškos metodo. Siekiant ištirti metodo tinkamumą darbui įvairiuose darbo taškuose, reikia suformuluoti statoriaus maitinimo įtampų fazinių kampų tikslo funkciją. Nagrinėjamo valdymo būdo tyrimuose apsiribota rankiniu valdymo parametrų įvedimo būdu, o ne automatiškai

keičiamais įtampų faziniais kampais, kas yra būtina nenutrūkstamam pavaros darbui.

1.2. Daugiafazio variklio dinaminiai modeliai

Šiame poskyryje pateikiami du tipiniai daugiafazio asinchroninio elektros variklio matematiniai modeliai. Jie reikalingi elektros pavarų valdymo būdų vystymui, nes įgalina mažomis išlaidomis išbandyti įvairius atvirų ir uždarų valdymo sistemų principus. Taip pat, modeliuojant parinkti reguliatorių parametrai yra labai svarbūs, nes eksperimentinis tinkamų parametrų radimas gali būti sunkiai įgyvendinamas.

Tipiniai variklio modeliai yra sudaryti pagal ekvivalentinę schemą kaip ir trifazio variklio modelio atveju (Bose 2002). Toks modelis yra idealizuotas ir laikoma, kad visų fazių techniniai parametrai yra vienodi: statoriaus apvijų aktyviosios varžos yra lygios, abipusiai rotorius fazių induktyvumai yra lygūs ir t. t. Tai yra priimtina, kol toks matematinis modelis yra naudojamas pavaros tyrimams normaliojo režimo metu.

Esminis daugiafazio asinchroninio variklio skirtumas lyginant su trifaziu varikliu yra statoriaus fazių skaičius.

Šešiafazio variklio statoriaus maitinimo fazinių įtampų balanso lygtys yra šios:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = \frac{d\Psi_A}{dt} + R_A i_A, \\ u_B = \frac{d\Psi_B}{dt} + R_B i_B, \\ u_C = \frac{d\Psi_C}{dt} + R_C i_C, \\ u_D = \frac{d\Psi_D}{dt} + R_D i_D, \\ u_E = \frac{d\Psi_E}{dt} + R_E i_E, \\ u_F = \frac{d\Psi_F}{dt} + R_F i_F. \end{array} \right. \quad (1.1)$$

Disertacijoje pateiktiems moksliniams tyrimams reikalingas variklio su narveliniu rotoriumi modelis, todėl lygtys yra sukonkretintos. Laikoma, kad toks rotorius yra ekvivalentus trifaziam faziniam rotorui.

Daugiafazio variklio rotoriaus trijų menamų fazinių įtampų balanso lygtys yra šios:

$$\begin{cases} u_a = \frac{d\Psi_a}{dt} + R_a i_a, \\ u_b = \frac{d\Psi_b}{dt} + R_b i_b, \\ u_c = \frac{d\Psi_c}{dt} + R_c i_c. \end{cases} \quad (1.2)$$

Daugiafazis modelis gali būti supaprastintas kelis vektorius transformavus į du statmenus vektorius, t. y. skaičiuojant projekciją į dvimatę koordinačių sistemą. Tai atliekama pasitelkiant Klarko transformaciją (Microsemi 2013).

Prieš ir po transformacijos sistemos kintamųjų skaičius turi likti nepakitęs (Abjadi *et al.* 2010; Renukadevi, Rajambal 2012). Šešiafazis simetrinis asinchroninis variklis, kurio kampas tarp gretimų statoriaus fazių yra $\alpha = 2\pi/6$, o apvijų jungimo būdas yra žvaigždė su viena neutrale, yra aprašomas taip:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_x \\ u_y \\ 0_+ \\ 0_- \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{6}} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha & \cos 5\alpha \\ \sin 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha & \sin 5\alpha \\ \cos 0 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \cos 8\alpha & \cos 10\alpha \\ \sin 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \sin 8\alpha & \sin 10\alpha \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \\ u_F \end{bmatrix}, \quad (1.3)$$

čia $u_i, 0_j$ – įtampos.

Naudingą variklio srautą ir elektromagnetinį sukimo momentą kuria α – β maitinimo įtampos dedamosios (Mansour *et al.* 2008). Paskutiniosios dvi eilutės išreiškia nulines dedamąsias. Disertacijoje nagrinėtas tipinis statoriaus nulinio taško jungimo atvejis – neutralė yra izoliuota, todėl šios dedamosios tirtose sistemoje neegzistuoja.

x – y dedamųjų porų lygtys yra visiškai atskirtos nuo kitų dedamųjų, įskaitant statoriaus–rotoriaus ryšius (Mansour *et al.* 2008). Šios dedamosios nedaro įtakos sukimo momentui, kai mašinos konstrukcija yra simetrinė. Jų poveikis pasireiškia tik esant skirtingoms fazinėms maitinimo įtampoms. α – β dedamųjų forma panaši į trifazės mašinos.

Galutinės šešiafazio variklio statoriaus įtampų lygtys, remiantis aukščiau pateiktomis prielaidomis:

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha & \cos 5\alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha & \sin 5\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \\ u_F \end{bmatrix}. \quad (1.4)$$

Apibrėžto narvelinio rotoriaus atitikmens įtampų lygtys α – β koordinačių sistemoje:

$$\begin{bmatrix} u_{ar} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (1.5)$$

1.5 formule aprašius narvelinio rotoriaus lygtis, ar ir βr įtampos dedamosios prilyginamos nuliams, nes rotorius neturi išorinio maitinimo šaltinio.

Kai elektriniai variklio modelio įėjimo dydžiai yra suprastinami į dvimatės plokštumos projekcijas, kitos išraiškos sutampa su trifazį variklį aprašančiomis išraiškomis. Statoriaus įtampų balanso lygtys statoriaus atžvilgiu nejudamoje α – β koordinačių sistemoje yra šios (Bose 2002; Miranda *et al.* 2007; Kianinezhad *et al.* 2008b):

$$\begin{cases} u_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Psi_{as}, \\ u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \Psi_{\beta s}. \end{cases} \quad (1.6)$$

Atitinkamai rotoriaus įtampų balanso lygtys nejudamoje α – β koordinačių sistemoje yra šios:

$$\begin{cases} u_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Psi_{ar} - \omega_r \Psi_{\beta r}, \\ u_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \Psi_{\beta r} + \omega_r \Psi_{ar}. \end{cases} \quad (1.7)$$

Dažnai literatūroje sutinkamas matematinis variklio modelis sinchroniniu greičiu besisukančioje koordinačių sistemoje d–q (Nategh *et al.*, 2008; Abu–Rub *et al.* 2012; Microsemi 2013; Baltatanu *et al.* 2013). Jis gaunamas pritaikius Parko transformaciją 1.6 ir 1.7 formulėms. Įtampų transformacijos lygtys yra šios:

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix}, \quad (1.8)$$

$$\begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ar} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix}, \quad (1.9)$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt. \quad (1.10)$$

Atitinkamai pakinta maitinimo įtampų balanso lygtys, pateiktos 1.6 ir 1.7 formulėse. Įvedama srauto dedamoji priklausoma nuo sinchroninio greičio:

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_s \Psi_{qs}, \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_s \Psi_{ds}, \end{cases} \quad (1.11)$$

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr}, \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr}. \end{cases} \quad (1.12)$$

Sinchroniniu greičiu besisukančios koordinačių plokštumoje sinusiniu dėsnio kintantys dydžiai gali būti išreikšti konstantomis. Taip jis plačiai naudotas anksčiau elektros variklių imitaciniuose tyrimuose.

Statoriaus ir rotoriaus srautai randami iš akimirkinių srovių verčių (Renukadevi, Rajambal 2012):

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}), \\ \Psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}), \\ \Psi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}), \\ \Psi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}). \end{cases} \quad (1.13)$$

Elektromagnetinis sukimo momentas gali būti randamas iš magnetinių srautų arba srovių dedamųjų. Tokių išraiškų yra trys. Nepriklausomai nuo dvifazio modelio koordinačių sistemos, apskaičiuotas sukimo momento dydis turi sutapti.

Elektromagnetinio sukimo momento išraiška pagal rotoriaus ir statoriaus srovės (Wang *et al.* 2011):

$$M_e = \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}). \quad (1.14)$$

Rotoriaus sukimosi kampinis greitis randamas iš rotorių veikiančių sukimo momentų sumos:

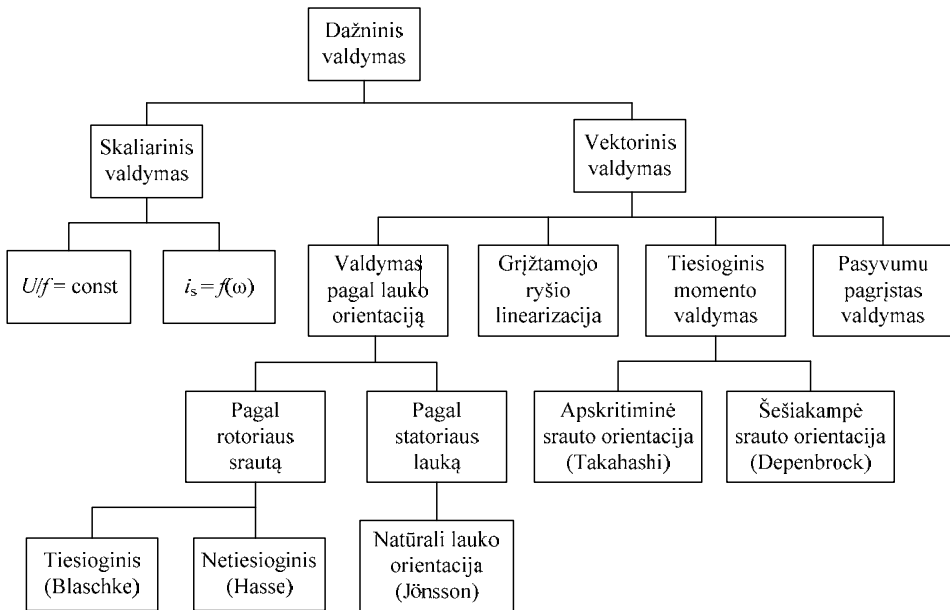
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_e - M_{st}). \quad (1.15)$$

Pagal pateiktus modelius galima sudaryti kompiuterinius modelius tokia programine įranga kaip Matlab ir jos paketu Simulink. Vienas iš šešiafazio asinchroninio variklio kompiuterinių modelių sudarytas ir jo adekvatumas tirtas dr. Beno Kundroto disertacijoje.

1.3. Daugiafazių pavarų valdymo metodai

Daugiafazių mašinų valdymui galima pritaikyti visus trifazių mašinų valdymo metodus ir būdus. Galima išskirti du pagrindinius asinchroninių variklių valdymo metodus: skaliarinį ir vektorinį (Kohlrusz, Fodor 2011). Skaliarinis valdymo metodas, kai kuriuose šaltiniuose vadinamas U/f valdymo metodu arba valdymas įtampa/dažnis. Toks greičio reguliavimo metodas, dažnio keitikliu keičia variklio maitinimo įtampos dažnį bei amplitudę. Šis valdymo algoritmas yra paprastas ir nereikalauja sudėtingų skaičiavimų. Skaliariniam daugiafazių pavarų valdymui, naudojant įtampos inverterius (Ward, Härer 1969; Abbas *et al.* 1984; Pavithran *et al.* 1988) arba srovės inverterius (Andrese, Bieniek 1981; Gopakumar *et al.* 1984; Dente, Labrique 1985), daugiausiai dėmesio buvo skiriama pačioje tokių pavarų tyrimų pradžioje. Šiuo metu daugiausiai dėmesio skiriama vektoriniam ir tiesioginiam momento ir srauto valdymui.

Didžiausia daugiafazių pavarų taikymo problema yra tai, kad nėra daugiafazio pramoninio tinklo. Dėl šios priežasties dažniausiai daugiafazės pavaros naudojamos autonominėse sistemose, kur specialiais transformatoriais arba inverteriais trifazė sistema pakeičiama į reikiamą daugiafazę (Renukadevi, Rajambal 2013; Archana, Chudasama 2012). Priklausomai nuo daugiafazio variklio tipo jis gali būti maitinamas iš kelių trifazių dažnio keitiklių arba daugiafazio dažnio keitiklio. Naudojant dažnio keitiklį, keičiant jo išėjimo įtampos dažnį ir amplitudę galima reguliuoti daugiafazio variklio sukimosi greitį. Dažninių pavarų valdymo metodai parodyti 1.8 paveiksle.



1.8 pav. Asinchroninių pavarų valdymo metodai

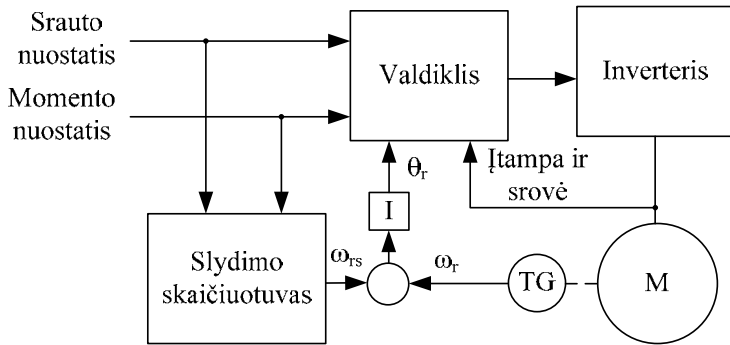
Fig. 1.8. Control methods of induction drives

Iš 1.8 paveikslo matyti, kad skaliarinio valdymo būdų yra mažai. Dėl principinio skirtumo nuo vektorinio valdymo, jie yra paprastesni ir lengviau įgyvendinami. Jie užtikrina patikimą pavarų darbą, kur nėra keliami labai aukšti valdymo tikslumo reikalavimai.

Vektorinis valdymas (1.8 pav.) gali būti įgyvendinamas taikant erdvinio vektoriaus impulsų pločio moduliacijos metodą (angl. *Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM*). Erdvinio vektoriaus impulsų pločio moduliacijos metodas yra sudėtingesnis už skaliariniame valdyme taikomą impulsų pločio moduliacijos metodą, todėl jo įgyvendinimui dažniausiai neužtenka įprastos įterptinės sistemos su mikrovaldikliu.

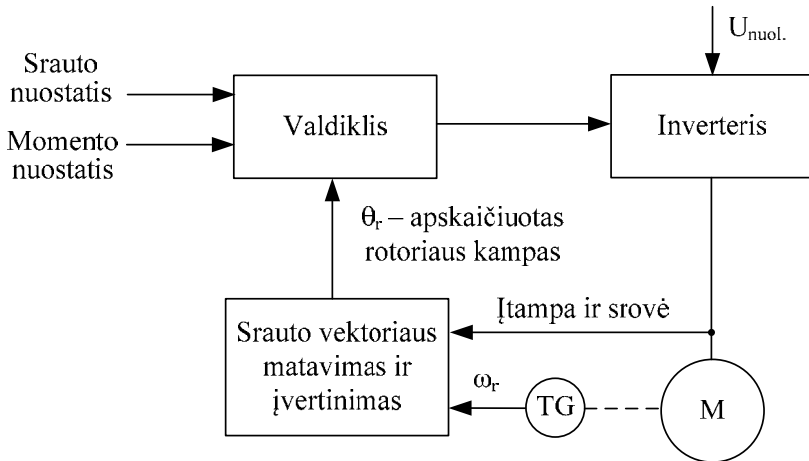
Yra du pagrindiniai vektorinio valdymo metodai. Vienas jų vadinamas tiesioginio arba grįžtamojo ryšio vektorinio valdymo metodu, kuri aprašė F. Blaschke (Blaschke 1972). Antrasis yra netiesioginio valdymo metodas, kuri atrado Hasse (Hasse 1969). Pagrindinis šių metodų skirtumas yra bazinių vektorių $\cos(\theta_e)$ ir $\sin(\theta_e)$ formavimo būdai valdymo signalams formuoti. Srovės komponentės i_{ds} kryptis gali būti sutapdinama su rotoriaus srautu, srautu oro tarpe arba statoriaus srautu.

Tipinė vektorinio pagal lauką orientuoto valdymo schema penkiafazės pavaros atvejui pateikta 1.9 paveiksle.



1.10 pav. Supaprastinta netiesioginio pagal rotoriaus srautą orientuoto vektorinio valdymo funkcinė schema

Fig. 1.10. Functional block diagram of simplified indirect rotor flux-oriented control



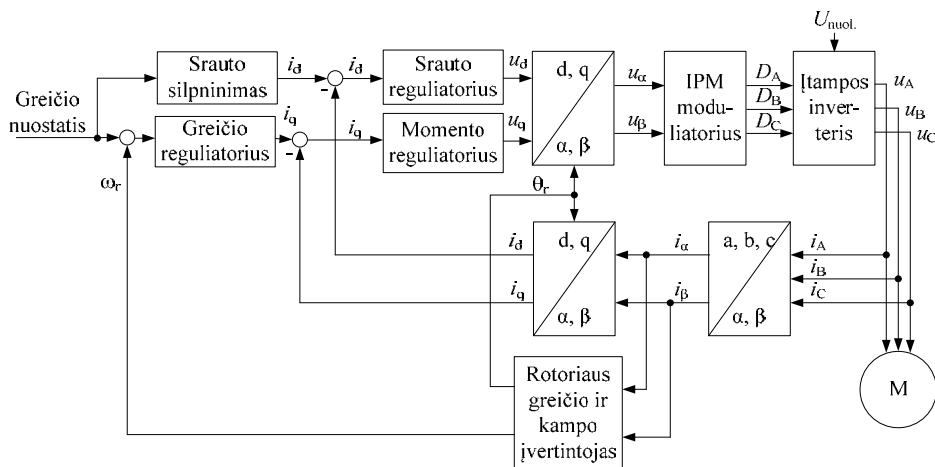
1.11 pav. Supaprastinta tiesioginio pagal rotoriaus srautą orientuoto vektoriaus valdymo funkcinė schema

Fig. 1.11. Functional block diagram of simplified direct rotor flux-oriented control

Tiesioginio rotoriaus srauto vektoriaus valdymo metodo funkcinė schema pa-vaizduota 1.11 paveiksle. Visi pagrindiniai valdymo elementai tokie pat kaip ir netiesioginiame valdyme. Pagal įtampos ir srovės signalus galima įvertinti greičio signalą. Srauto vektorius įtampos modelyje negali būti apskaičiuotas prie žemų,

artimų nuliui, greičių, tačiau srovės modeliuose tai nesudėtingai gali būti realizuojama (Bojoi *et al.* 2010).

Šis valdymas yra mažai jautrus variklio parametrų pokyčiams. Pavyzdžiui, srauto vektoriaus signalas gaunamas integruojant įtampą. Tiesioginio momento valdymo modelis yra jautrus tik statoriaus varžos pokyčiams, o tai kompensuoti yra nesudėtinga.



1.12 pav. Tiesioginio momento valdymo trifazės pavaros funkcinė schema

Fig. 1.12. Functional block diagram of direct torque control three-phase drive

1.12 paveiksle matyti, kad yra dvi grandinės, atitinkančios statoriaus srauto ir momento dydžius. Statoriaus srauto modulio ir momento nustatymo signalai lyginami su esamomis vertėmis ir jų skirtumai perduodami atitinkamai į dviejų ar trijų lygių histerezės blokus. Šių valdiklių išėjimai kartu su statoriaus lauko padėties signalu yra perduodami į vektorių parinkimo lentelę. Statoriaus srauto padėtis suskirstyta į šešis nepriklausomus sektorius. Statoriaus srauto modulio ir momento paklaidos apribotos atitinkamose histerezės kilpose.

Neraiškioji logika yra priemonė netiesiniams reguliatoriams sudaryti. Neraiškioji logika yra skirta matematiškai apibrėžti objektų klases, kurios neturi griežtai ir aiškiai apibrėžto sąryšio. Jos pradininkas, prof. Lofti A. Zadeh argumentavo, jog žmonėms nereikia tikslios ir aiškos informacijos tam, kad jie galėtų produktyviai vykdyti valdymą. Jeigu valdiklius pavyktų užprogramuoti veikti panašiai, tai yra priimti nevisai tikslių ir neretai informaciją su triukšmais, šie taptų efektyvesni ir lengviau įdiegiami (Zadeh 1965).

Neraiškioji logika yra taikoma nestandartinėms valdymo sistemų problemoms spręsti (Sheidaei *et al.* 2007). Ji diegiama į įvairias sistemas pradedant nuo paprastų bei mažų įterptinių mikrovaldiklių iki didelių, tinklinių, daugiakanalių asmeninių kompiuterių ar valdymo sistemų. Neraiškioji logika gali būti įgyvendinta techninėje įrangoje, programinėje įrangoje ar mišrioje sistemoje (Boldea, Nasar 2005).

Neraiškosios logikos valdymo sistemų privalumus galima trumpai apibūdinti taip (Reznik 1997):

- neraiškiają logiką lengva suprasti. Taikant lingvistinius, o ne skaitinius dydžius, matematinis aparatas labai paprastas ir natūraliai suvokiamas;
- galima naudoti netikslūs duomenis. Išėjime gaunama glotni ir lygi valdymo funkcija nepaisant plataus įėjimo dydžio kitimo diapazono;
- neraiškioji logika yra lanksti. Turint sudarytą valdymo sistemą, ją galima papildyti naujais funkciniais objektais;
- neraiškosios logikos sistemos yra patikimos ir pigios;
- neraiškioji logika gali būti suderinta su įprastine valdymo metodika, pavyzdžiui PID reguliatoriumi. Neraiškosios logikos sistemos nebūtinai ją pakeičia, o dažniausiai papildo ir supaprastina pritaikomumą;
- viena iš svarbiausių neraiškosios logikos savybių ir jos pagrindas yra žmogiškosios komunikacijos taikomumas. Žmonių kasdienė kalba yra patogi, įprasta, efektyvi ir lengvai suprantama.
- Neraiškosios logikos modeliai gali remtis ekspertų sukauptomis žiniomis apie sistemą, jo patirtimi ir netgi intuicija;
- neraiškioji logika yra neapribota keliais grįžamosios grandies įėjimais ir vienu ar keliais valdymo signalų išėjimais;
- kadangi neraiškosios logikos valdiklis apdirba vartotojo apibrėžtas taisykles valdymo sistemai, tai šios gali būti keičiamos lengvai siekiant pagerinti ar pakeisti sistemos veikimą;
- galima valdyti netiesines sistemas, kurias sumodeliuoti matematiškai yra sunku ar neįmanoma.

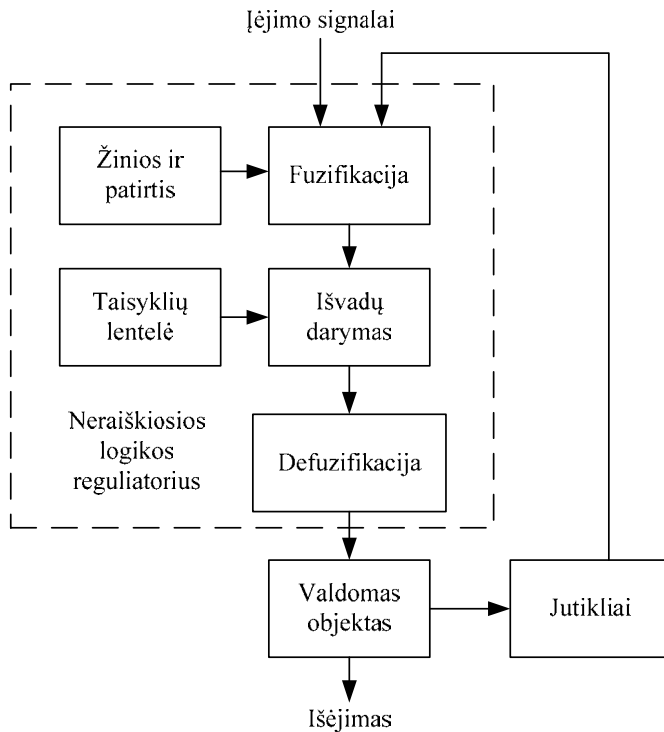
Neraiškiają logiką pagrįstų valdomų sistemų trūkumai (Boldea, Nasar 2005):

- Sunku sudaryti neraiškosios logikos sistemos matematinį modelį.
- Sudėtingesnis sistemos derinimas.
- Sunku pasirinkti priklausomybės funkcijų ir taisyklių kiekį.
- Sudėtingų sistemų valdyme išauga priklausomybių funkcijų ir taisyklių skaičius, tampa sudėtingiau sudaryti reguliatorių, kuris reikalauja daugiau darbinio resursų.

Nepaisant trūkumų neraiškioji logika plačiai naudojama įvairiose sudėtingose sistemose, kamerosose su automatinio fokusavimu, skalbimo mašinose, kurios gali

nuspręsti ir sureguliuoti skalbimo ciklą priklausomai nuo to kaip smarkiai ištepti drabužiai yra skalbiami, taip pat elektros energetikoje, laivų navigacijoje, cemento gamyboje, automobiliuose pastoviam greičiui palaikyti, pavarai automatiškai perjungti priklausomai nuo variklio apkrovos, stabdžių antiblokavimo sistemose, metro valdymo sistemose, taip pat kompiuterinėse programose, ekonomikoje, psichologijoje, rinkodaroje, orų prognozėse, biologijoje, politikoje ir kitose didelėse ir sudėtingose sistemose.

Neraiškosios logikos valdiklio tipinė funkcinė schema kartu su valdomuoju objektu pavaizduota 1.13 paveiksle (Boldea, Nasar 2005).



1.13 pav. Uždara valdymo sistema su neraiškosios logikos reguliatoriumi funkcinė schema

Fig. 1.13. Functional block diagram of closed-loop system with a fuzzy logic controller

Fuzifikacijos blokas aiškias valdymo įėjimų vertes paverčia į neraiškosios logikos vertes taip, kad šios atitiktų neraiškiasias aibes aprašytas taisyklių lentelėje. Paimamos įėjimų vertės ir nustatomos jų priklausomybės neraiškiosioms aibėms laipsnis.

Žinių bazės blokas susideda iš informacinės bazės apie valdomą objektą. Jis suteikia visus reikalingus (priklausomybės funkcijos, neraiškiųjų aibių priklausomybės nuo įėjimo–išėjimo verčių ir kt.) apibrėžimus fuzifikacijos procesui.

Taisyklių bazė arba kitaip – taisyklių lentelė yra pagrindinis dalykas nusakantis sistemos valdymą. Ji paprastai sudaroma remiantis ekspertų patirtimi ir išreiškiama kaip aibė taisyklių „Jei–Tai“.

Pagal taisyklių lentelę ir gautus įėjimo duomenis yra nusprendžiama kaip geriausia valdyti valdomąjį objektą.

Defuzifikacija yra atvirkštinis veiksmas fuzifikacijai, kuomet iš neraiškosios aibės gaunama tradicinės matematikos skaitinė reikšmė – atsakymas. Dažniausiai naudojami šie defuzifikacijos metodai:

- centro (angl. *center of gravity*, *CoG*);
- aukščio (angl. *height method*, *HM*);
- maksimumo vidurio (angl. *mean of maximum*, *MoM*);
- pirmojo maksimumo (angl. *first of maximum*, *FoM*).

Defuzifikacijos metodus galima palyginti pagal tai, ar išėjimai yra nuolatiniai ir pagal apskaičiavimų sudėtingumą.

1.4. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

1. Daugiafaziams asinchroniniams varikliams valdyti ir tirti galima pritaikyti trifazių pavarų valdymo būdus, įskaitant rotoriaus srauto vektoriaus valdymo ir tiesioginį momento valdymo būdą.
2. Trifaziai varikliai neturi nutrūkusios fazės poavarinio režimo kompensavimo metodų. Daugiafaziai varikliai poavarinio režimo metu užtikrina sąlyginai didelę galią ir taikant tinkamus kompensatorius užtikrina saugų ilgalaikį darbą.
3. Poavarinio režimo atveju kompensuojami statoriaus srovių sistemos iškraipymai: išaugusios fazinės srovės, galinčios pakenkti variklio statoriaus apvijoms ir galio keitikliui, taip pat srovių atstojamojo trajektorijos elipsiškumas, kuris sukelia elektromagnetinio momento pulsuojimą, nėra pakankamai ištirti.
4. Neraiškosios logikos reguliatoriai yra netiesiniai ir kuriami naudojant ekspertines žinias. Naudojant eksperimentų metu gautas žinias, galima tobulinti daugiafazių elektros pavarų, veikiančių įvairiais darbo režimais, įskaitant poavariniais, valdymą.

Atlikus literatūros analizę, suformuluoti šie disertacijos uždaviniai:

1. Sukurti neraiškiosios logikos reguliatorių vektoriniam tiesioginio momento valdymo būdui, kuris pagerintų daugiafazės pavaros dinamines charakteristikas.
2. Sukurti paieškos metodą, leidžiantį rasti statoriaus įtampų fazinius kampus, kuriais kompensuojami poavarinio režimo padariniai.
3. Sukurti reguliatorių, kompensuojantį poavarinio režimo metu pasireiškiančius viršsrovių ir statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus elipsinę trajektoriją.

Šešiafazių pavarų modeliavimas ir valdymas esant normaliajam režimui

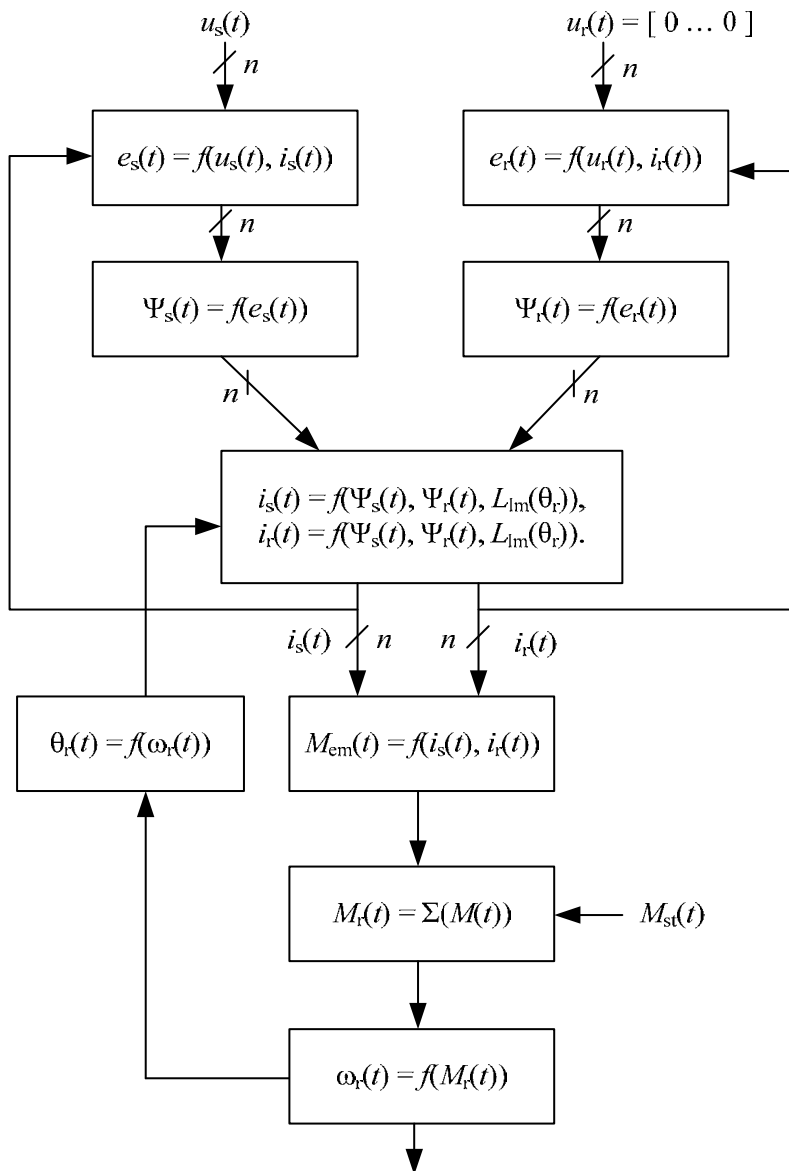
Šiame skyriuje pateikti daugiafazių asinchroninių pavarų modeliavimo rezultatai. Sumodeliuotų pavarų valdymui buvo pritaikyti trifazių variklių valdymo būdai. Daugiausia dėmesio skiriama šešiafazės sistemos modeliavimui.

Skyriaus tematika paskelbti du straipsniai (Rinkevičienė, Savickienė, Uznys, Pitrenas, Šlepikas 2017; Lissauskas, Udris, Uznys 2013).

2.1. Imitaciniai šešiafazio variklio ir pavaros bandymai

Daugiafazio variklio modelį galima sudaryti netaikant pirmajame skyriuje pateiktų projekcijų į dvifazę sistemą. Taikant daugiafazį (netransformuotą) modelį gaunama aiškesnė sistema, tinkama tyrimams dėl galimybės matuoti visus tarpinius būsenos kintamuosius be papildomų matematinių operacijų.

Elektrotechninių procesų, vykstančių varikliuose, skaičius yra nepriklausomas nuo fazių skaičiaus. Daugiafazio variklio matematinis ir tuo pačiu imitacinis modelis yra labai panašus į trifazio variklio. Šis modelis yra pateiktas 2.1 paveiksle.



2.1 pav. Daugiafazio asinchroninio variklio imitacinio modelio daugiafazėje koordinatinių sistemoje funkcinė schema

Fig. 2.1. Functional block diagram of multi-phase induction machine computer model in multi-dimensional reference frame

2.1 paveiksle matyti, kad reikia atlikti daug skirtingų matematinių skaičiavimų variklio sukimosi greičiui iš maitinimo įtampų ir apkrovos momento apskaičiuoti. Apkrovos momentas pasireiškia slydimu, o šis pasireiškia įtampų kryčiais. Daugelis scheme žymimų dydžių yra vektoriai, kurių dydis yra lygus statoriaus arba rotoriaus fazių skaičiui. 2.1 paveiksle pateiktas modelis yra daugiafazis – sistemos kintamieji nėra transformuojami į tokias dvifazes koordinatinių sistemas, kaip pateikta pirmojo skyriaus modelių apžvalgoje.

Formuojamos įtampos į modelį pateikiamos tiesiogiai, neatliekant matematinių operacijų jų performuoti ar kitaip apdoroti. Tyrimams apsiribojama šešiafazio variklio atveju. Nepriklausomai nuo taikomo matematinio modelio – daugiafazio ar dvifazio – įėjimo įtampos išreiškiamos vektoriais stulpeliais:

$$u_s(t) = [u_A(t) \ u_B(t) \ u_C(t) \ u_D(t) \ u_E(t) \ u_F(t)]^T, \quad (2.1)$$

$$u_r(t) = [u_a(t) \ u_b(t) \ u_c(t) \ u_d(t) \ u_e(t) \ u_f(t)]^T. \quad (2.2)$$

Tiriamas variklis yra asinchroninis su narveliniu rotoriumi, todėl visos rotoriaus maitinimo įtampos formulėje 2.2 yra lygios nuliui. Tai supaprastina pavaros modelį, nes vieninteliai įėjimo signalai yra maitinimo įtampos ir vienas apkrovos momento dydis.

Narvelinis rotorius neturi šešių fazių ir gali būti reprezentuojamas kaip m –fazis, kur m yra 2 ir daugiau. Siekiant modelį palikti lengviau suprantamą, narvelinio rotoriaus virtualių fazių skaičius prilyginamas statoriaus fazių skaičiui (2.2 formulė). Mažesnis koordinatinių skaičius padidintų operacijų su matricomis spartą, tačiau sumažintų modelio aiškumą, intuityvumą. Svarbu pastebėti, kad nuo imituojamo rotoriaus fazių skaičiaus priklauso ir imituojamo variklio parametrai. Patartina netiesiogiai matuojamus rotoriaus parametrus identifikuoti pagal galutinai apibrėžtas matematines lygtis.

Statoriaus ir rotoriaus akimirkinės srovės sudaro analogiškus vektorius įtampai:

$$i_s(t) = [i_A(t) \ i_B(t) \ i_C(t) \ i_D(t) \ i_E(t) \ i_F(t)]^T, \quad (2.3)$$

$$i_r(t) = [i_a(t) \ i_b(t) \ i_c(t) \ i_d(t) \ i_e(t) \ i_f(t)]^T. \quad (2.4)$$

Daugiafazio matematinio modelio srovių išraiškos (2.3 ir 2.4 formulės) yra patogesne forma negu dvifazio modelio atveju. Tokios išraiškos užtikrintų greitą modelio pritaikymą uždaro valdymo pavarų modeliavimui. Pavyzdžiui, pagal lauką orientuoto valdymo atveju, kur reikia daug įvairių dinaminių variklio dy-

džių. Jei pasitelkiamas modelis statoriaus atžvilgiu nejudamoje koordinačių sistemoje, statoriaus ir rotorius srovės turėtų po dvi komponentes, kurias būtina transformuoti.

Elektrovara skaičiuojama taip:

$$e_s(t) = u_s(t) - R_s \cdot i_s(t), \quad (2.5)$$

$$e_r(t) = u_r(t) - R_r \cdot i_r(t). \quad (2.6)$$

Elektrovaros skaičiavimas (2.5 ir 2.6 formulės) yra pirmoji operacija pateiktoje funkcinėje schemoje 2.1 pav. Nors operacija atrodo paprasta, tačiau tai yra dalis algebrinės kilpos, kuri neturi analizinio sprendinio – visa sistema yra netiesinė. Čia elektrovaroms apskaičiuoti reikalingos srovės, kurioms reikalingi – srautai, kuriems reikalingas rotorius kampas, kuriam reikalingos – tos pačios srovės srautams gauti. Imitaciniai rezultatai gaunami taikant tik skaitinius sprendimo metodus.

Daugiafaziam modelyje kiekvienos fazės varža nurodoma atskirai suformuojant įstrižinę matricą:

$$R_s = \text{diag}(R_A \quad R_B \quad R_C \quad R_D \quad R_E \quad R_F), \quad (2.7)$$

$$R_r = \text{diag}(R_a \quad R_b \quad R_c \quad R_d \quad R_e \quad R_f). \quad (2.8)$$

Pirmajame ir antrajame skyriuose pateikti matematiniai modeliai skirti simetriniams asinchroninių variklių režimams tirti. Dėl šios priežasties statoriaus ir rotorius kuriamų srauto dedamųjų įšraiškos yra idealizuotos:

$$\Psi_s(t) = \int e_s(t) dt, \quad (2.9)$$

$$\Psi_r(t) = \int e_r(t) dt, \quad (2.10)$$

Apskaičiavus statoriaus ir rotorius magnetinius srautus galima išreikšti srovei, kurių verčių reikia pirmosios operacijoms (2.5 ir 2.6 formulės):

$$\Psi_s(t) = L_{ss} \cdot i_s(t) + L_{sr}(\theta_r) \cdot i_r(t), \quad (2.11)$$

$$\Psi_r(t) = L_r \cdot i_r(t) + L_{rs}(\theta_r) \cdot i_s(t). \quad (2.12)$$

Lygiai taip pat kaip srovių atveju, magnetiniai srautai nėra transformuoti į dvifazę koordinačių sistemą. Tokia forma jas patogiau tirti, pavyzdžiui, atliekant nesimetrinių maitinimo įtampų bandymus.

Kaip ir aktyviosios varžos atveju (2.7 ir 2.8 formulės), induktyvumas nurodomas kiekvienai apvijai atskirai. L_{ss} yra abipusis induktyvumas tarp kiekvienos fazės, įskaitant tos fazės sklaidos induktyvumą. Šešiafaziam gaunama matrica su 36 reikšmėmis:

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & L_m \cdot \cos \alpha & L_m \cdot \cos 2\alpha \\ L_m \cdot \cos 5\alpha & L_{ls} + L_m & L_m \cdot \cos \alpha \\ L_m \cdot \cos 4\alpha & L_m \cdot \cos 5\alpha & L_{ls} + L_m \\ L_m \cdot \cos 3\alpha & L_m \cdot \cos 4\alpha & L_m \cdot \cos 5\alpha \dots \\ L_m \cdot \cos 2\alpha & L_m \cdot \cos 3\alpha & L_m \cdot \cos 4\alpha \\ L_m \cdot \cos \alpha & L_m \cdot \cos 2\alpha & L_m \cdot \cos 3\alpha \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} L_m \cdot \cos 3\alpha & L_m \cdot \cos 4\alpha & L_m \cdot \cos 5\alpha \\ L_m \cdot \cos 2\alpha & L_m \cdot \cos 3\alpha & L_m \cdot \cos 4\alpha \\ L_m \cdot \cos \alpha & L_m \cdot \cos 2\alpha & L_m \cdot \cos 3\alpha \\ \dots & L_{ls} + L_m & L_m \cdot \cos \alpha & L_m \cdot \cos 2\alpha \\ L_m \cdot \cos 5\alpha & L_{ls} + L_m & L_m \cdot \cos \alpha \\ L_m \cdot \cos 4\alpha & L_m \cdot \cos 5\alpha & L_{ls} + L_m \end{bmatrix}$$

čia α – erdvinis kampas tarp gretimų apvijų.

Apsiribota simetriniu statoriaus apvijų išdėstymu, kur kampas tarp visų gretimų apvijų yra 60 elektrinių laipsnių.

Dėl sprendimo rotoriaus virtualių apvijų skaičių prilyginti statoriaus vertei, rotoriaus induktyvumo matrica yra beveik identiška. Skiriasi tik sklaidos induktyvumo vertė – L_{lr} vietoje L_{ls} :

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_m & L_m \cdot \cos \alpha & L_m \cdot \cos 2\alpha \\ L_m \cdot \cos 5\alpha & L_{lr} + L_m & L_m \cdot \cos \alpha \\ L_m \cdot \cos 4\alpha & L_m \cdot \cos 5\alpha & L_{lr} + L_m \\ L_m \cdot \cos 3\alpha & L_m \cdot \cos 4\alpha & L_m \cdot \cos 5\alpha \dots \\ L_m \cdot \cos 2\alpha & L_m \cdot \cos 3\alpha & L_m \cdot \cos 4\alpha \\ L_m \cdot \cos \alpha & L_m \cdot \cos 2\alpha & L_m \cdot \cos 3\alpha \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} L_m \cdot \cos 3\alpha & L_m \cdot \cos 4\alpha & L_m \cdot \cos 5\alpha \\ L_m \cdot \cos 2\alpha & L_m \cdot \cos 3\alpha & L_m \cdot \cos 4\alpha \\ L_m \cdot \cos \alpha & L_m \cdot \cos 2\alpha & L_m \cdot \cos 3\alpha \\ \dots & L_{lr} + L_m & L_m \cdot \cos \alpha & L_m \cdot \cos 2\alpha \\ L_m \cdot \cos 5\alpha & L_{lr} + L_m & L_m \cdot \cos \alpha \\ L_m \cdot \cos 4\alpha & L_m \cdot \cos 5\alpha & L_{lr} + L_m \end{bmatrix}$$

Abipusis induktyvumas tarp statoriaus ir rotoriaus L_{sr} (2.11 formulė) yra kintantis – jis priklauso nuo kampo tarp statoriaus ir rotoriaus apvijų. Nejudamo statoriaus atžvilgiu, šis kampas yra lygus rotoriaus posūkio kampui $\theta_r(t)$. L_{sr} kaip ir ankstesnės matricos turi 36 narius:

$$L_{sr}(\theta_r) = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r(t)) & \cos(\theta_r(t) + \alpha) & \cos(\theta_r(t) + 2\alpha) \\ \cos(\theta_r(t) + 5\alpha) & \cos(\theta_r(t)) & \cos(\theta_r(t) + \alpha) \\ \cos(\theta_r(t) + 4\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 5\alpha) & \cos(\theta_r(t)) \\ \cos(\theta_r(t) + 3\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 4\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 5\alpha) \\ \cos(\theta_r(t) + 2\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 3\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 4\alpha) \\ \cos(\theta_r(t) + \alpha) & \cos(\theta_r(t) + 2\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 3\alpha) \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} \cos(\theta_r(t) + 3\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 4\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 5\alpha) \\ \cos(\theta_r(t) + 2\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 3\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 4\alpha) \\ \cos(\theta_r(t) + \alpha) & \cos(\theta_r(t) + 2\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 3\alpha) \\ \cos(\theta_r(t)) & \cos(\theta_r(t) + \alpha) & \cos(\theta_r(t) + 2\alpha) \\ \cos(\theta_r(t) + 5\alpha) & \cos(\theta_r(t)) & \cos(\theta_r(t) + \alpha) \\ \cos(\theta_r(t) + 4\alpha) & \cos(\theta_r(t) + 5\alpha) & \cos(\theta_r(t)) \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Formulėje 2.12 naudojamas induktyvumas tarp rotoriaus ir statoriaus L_{rs} yra transponuota matrica induktyvumo L_{sr} :

$$L_{rs}(\theta_r(t)) = L_{sr}^T(\theta_r(t)). \quad (2.16)$$

Induktyvumų išraiškos (formulės 2.13–2.16) yra naudojamos srovių skaičiavimuose formulėse 2.11 ir 2.12.

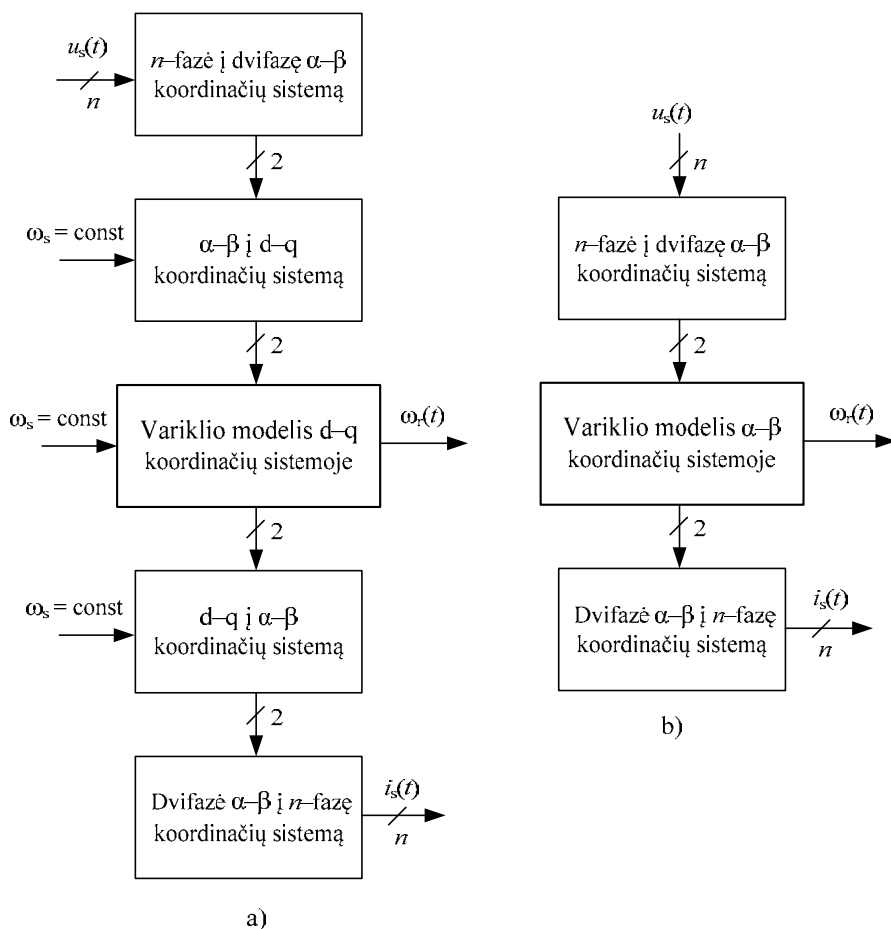
Elektromagnetinio rotoriaus sukimo momento išraiška:

$$M_{em}(t) = i_s^T(t) \frac{dL_{sr}(\theta_r)}{d\theta_r(t)} \cdot i_r(t). \quad (2.17)$$

Elektromagnetinis sukimo momentas ir rotoriaus sukimosi greitis yra vienmačiai skaliariniai dydžiai.

Daugiafazio netransformuoto matematinio modelio privalumai yra aiškumas ir tinkamumas modifikacijai. Jo trūkumas – didesnis skaičiavimų kiekis nei modelių dvifazėse koordinačių sistemose.

Vertinant paskutinį rodiklį, tai yra spartą, atliktas imitacijų atlikimo trukmės tyrimas. 2.1 paveiksle pateiktas modelis lygintas su 2.2 paveiksle pateiktais modeliais dvifazėse koordinačių sistemose. Juose formuojamos maitinimo įtampos yra transformuojamos prieš atliekant pagrindinius dinamikos skaičiavimus.



2.2 pav. Daugiafazio asinchroninio variklio imitacinių modelių dvifazėse koordinačių sistemose funkcinės schemas: a) variklio modelio d-q koordinačių sistemoje; b) variklio modelio α - β koordinačių sistemoje

Fig. 2.2. Functional block diagrams of multi-phase induction machine computer models in two-dimensional reference frames: a) machine model in d-q reference frame; b) machine model in α - β reference frame

Tipinis bandymas su variklių modeliais yra jų paleidimo laikinių charakteristikų gavimas. Vienodomis sąlygomis atliekant vienodą skaičiavimų kiekį ir validuojant rezultatų sutapimą naudojant Matlab Simulink programinę įrangą buvo ištirtos imitacijų trukmės. Jos pateiktos 2.1 lentelėje.

2.1 lentelė. Imitacinių šešiafazio variklio modelių sparta**Table 2.1.** Speed of computer models of six-phase induction machine

Imitacinis modelis	Imitacijos trukmė, s
Šešiafazė koordinačių sistema	$5,96 \pm 0,116$
Dvifazė koordinačių sistema nejudama statoriaus atžvilgiu	$0,390 \pm 0,025$
Dvifazė koordinačių sistema sinchroninio greičio atžvilgiu	$0,418 \pm 0,066$

Dvifazių koordinačių sistemų imitaciniais modeliais atliekami skaičiavimai trunka tik 7 % laiko skiriamo siūlomam modeliui, o gautų verčių skirtumas yra tik apvalinimo įvedamos paklaidos. Spartos skirtumas yra labai svarbus, jei modeliai naudojami tiksliai paieškinei variklio parametrų identifikacijai, kur imitacijų ciklų skaičius yra labai didelis, arba valdyme realiuoju laiku, kur išmatuoti dydžiai nuolat lyginami su imitaciniais.

2.1 lentelėje galima pastebėti, kad nejudamos statoriaus atžvilgiu koordinačių sistemos modelis yra spartesnis už modelį sistemos nejudamos sinchroninio greičio atžvilgiu. Pastaruoju atveju reikia atlikti dydžių transformaciją į tarpinę α - β koordinačių sistemą. Šis skirtumas aiškiai matomas 2.2 paveiksle.

Sinchroniniu greičiu besisukanti koordinačių sistema (2.2 pav. a) buvo labai plačiai taikoma trifazių variklių tyrimams, kol kompiuterinė skaičiavimų technika buvo nepajėgi apdoroti didelių informacijos kiekių. d-q koordinačių sistema reiškia, kad signalai aprašomi amplitude ir faze. Supaprastinus tyrimo užduotį laikoma, kad maitinimo įtampų dažnis yra pastovus ir sutampa su sinchroniniu greičiu. Tada į variklio modelį užtenka pateikti maitinimo įtampų suminio vektoriaus amplitudę. Tai yra vienas vienmatis skaliarinis dydis. Jei tiriama atvira sistema, šis dydis gali būti konstanta, o fazė prilyginama nuliui. Greičio ir sukimo momento laikinių charakteristikų radimas tokiu atveju tampa įmanomas be kompiuterinės technikos.

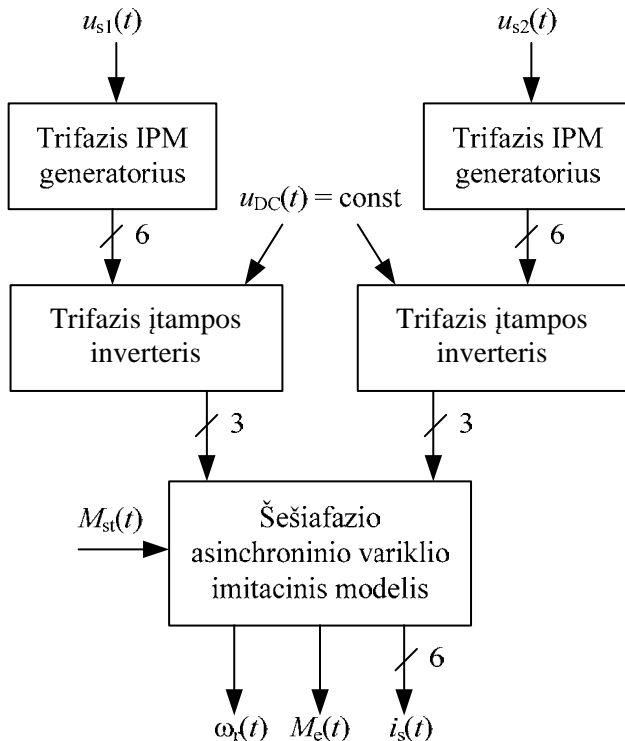
Naudojant šiuolaikinius kompiuterius tokių problemų spręsti nereikia ir modelio universalumas ir sparta tampa svarbesniais rodikliais. Vietoje dvifazės sinchroniniu greičiu besisukančios koordinačių sistemos yra geriau rinktis vieną iš kitų dviejų modelių, išvardintų 2.1 lentelėje.

Siūlomas šešiafasis modelis gali imituoti bet kokių amplitudžių ir dažnių maitinimo įtampų poveikį išėjimo dydžiams. Tiriant šiuolaikines elektros pavaras naudinga turėti modelį, kuris pateikia informaciją apie sistemos būseną netransformuotais kintamaisiais. Elektros pavarose svarbu įvertinti ne tik sukimo momentą ir greitį, bet tuo pačiu ir statoriaus akimirkinės srovės, magnetinį srautą oro tarpe.

Įprasta naudoti specializuotas matematinio modeliavimo programas tokias kaip Matlab, nes jose prieinamos plačios bibliotekos įvairiems technikos komponentams imituoti. Šiuo atveju reikiami komponentai yra valdikliai, keitikliai, elektros varikliai. Matlab siūlomi sprendimai yra Simulink programinio paketo bibliotekose.

Trifazės pavaros modeliavimas yra labai paprastas, nes prieinami tokie elektrotechnikos ir elektronikos komponentai, kaip trifaziai inverteriai, IPM generatoriais ir įvairių konstrukcijų elektros varikliai. Tuo pačiu galima rasti ir pavyzdinių elektros pavarų modelių. Tačiau daugiafazės pavaros nėra standartiniai komponentai. Nėra prieinamo nei vieno reikiamo standartinio šešiafazio komponento.

Funkcinė dažninės pavaros, kuri realizuota panaudojant trifazę galios dalį, schema pavaizduota 2.3 paveiksle.



2.3 pav. Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros funkcinė schema
Fig. 2.3. Functional block diagram of six-phase induction frequency drive

Dėl simetrinio šešiafazio variklio panašumo į trifazį variklį, pavyko sėkmingai panaudoti trifazius matematinio modeliavimo komponentus dažninei pavarai sudaryti (2.3 pav.). Atlikus šešių fazių atskyrimą į du trifazius rinkinius, panaudoti aukščiau Simulink bibliotekos paminėti komponentai, išskyrus variklio modelį, kuris nagrinėtas poskyrio pradžioje.

IPM generatoriai formuoja po šešis inverterio raktams skirtus signalus – tris sinusoides su 120 laipsnių faziniais kampais. Vertinant simetrinį šešiafazio statoriaus apvijų išdėstymą – 60 elektrinių laipsnių tarp gretimų apvijų – išskirti du įtampų fazės dedamųjų $u_{qs}(t)$ rinkiniai:

$$u_{s1}(t) = \frac{U(t)}{u_{DC}(t)} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t + 120^\circ) & \cos(\omega t + 240^\circ) \end{bmatrix}^T, \quad (2.18)$$

$$u_{s2}(t) = \frac{U(t)}{u_{DC}(t)} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t + 60^\circ) & \cos(\omega t + 180^\circ) & \cos(\omega t + 300^\circ) \end{bmatrix}^T. \quad (2.19)$$

Tarp statoriaus įtampų rinkinių (2.18 ir 2.19 formulės) yra 60 elektrinių laipsnių skirtumas. Be to, visų fazių įtampų amplitudės yra lygios – tai simetrinių maitinimo įtampų atvejis. Svarbu pastebėti, kad įtampos amplitudė yra santykinis dydis, kuris negali viršyti nuolatinės įtampos tiekiamos inverteriams.

Trifaziai įtampos inverteriai formuoja nuolatinės įtampos $u_{DC}(t)$ dydžio impulsus. Kadangi tyrimams naudojamas mažos galios variklis, maitinamas iš buitinio elektros tinklo, įtampos kritimas nuolatinės srovės grandyje nėra vertinamas.

Plačiausiai taikomas asinchroninių pavarų valdymo būdas yra skaliarinis dažninis U/f metodas:

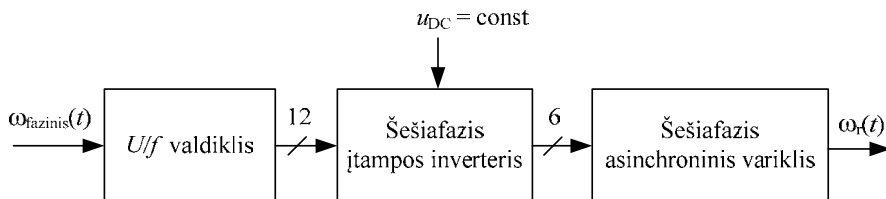
$$\frac{U(t)}{f(t)} = \text{const}, \quad (2.20)$$

čia $U(t)$ – moduluojamos įtampos amplitudė, $f(t)$ – fazinis dažnis.

Varikliai projektuojami darbui nominaliajai maitinimo įtampa ir jos nominaliajam dažniui. Tokiomis sąlygomis elektriniai nuostoliai yra patys mažiausi. Variklio greičiui reguliuoti, tenka keisti maitinimo įtampos parametrus. Būtent U/f greičio valdymo būdas užtikrina darbą su mažiausiais elektriniais nuostoliais plačiame greičių diapazone.

2.18 ir 2.19 formulėse pateiktas dažnis $\omega(t)$ yra tas pats fazinis dažnis $f(t)$ išreikštas kitais matavimo vienetais – radianais per sekundę. Šis dažnis įtakoja greitį, o įtampos amplitudė – magnetolaidžio įsisotinimą.

Dėl tiesioginės maitinimo įtampos priklausomybės nuo fazinio dažnio, šį valdymo būdą paprasčiau suprasti, kaip sistemą su vienu valdymo signalu – faziniu dažniu. Šis dydis yra tiesiogiai proporcingas sinchroniniam greičiui. U/f valdymo būdo be grįžtamojo ryšio funkcinė schema pateikta 2.4 paveiksle.



2.4 pav. Atviros U/f valdymo sistemos funkcinė schema
Fig. 2.4. Functional block diagram of U/f control open-loop system

Imituojamas procesas yra pavaros paleidimas be pakrovos, vėliau darbas apkrovus pastovia apkrova ir, galiausiai, stabdymas. Taikomas sklandusis paleidimas (angl. *soft start*) ir stabdymas, kai ribojamas pagreitis palaipsniui didinat fazinį dažnį nuo nulio iki užduotos vertės. Imituojamą procesą galima suskirstyti į šiuos penkis etapus:

1. sklandusis paleidimas – laiko momentu $t = 0$ s užduotas pagreitis yra 100 rad/s^2 , kol pasiekiamas užduotas variklio greitis 50 rad/s ;
2. tuščioji veika – po paleidimo iki laiko momento $t = 1,5$ s;
3. apkrova – nuo laiko momento $t = 1,5$ s iki $t = 4,5$ s imituojamas statinis apkrovos momentas – $75 \text{ N}\cdot\text{m}$;
4. tuščioji veika – po apkrovos iki laiko momento $t = 5,5$ s;
5. stabdymas – laiko momentu $t = 5,5$ s užduotas pagreitis yra minus 100 rad/s^2 , kol variklis sustoja.

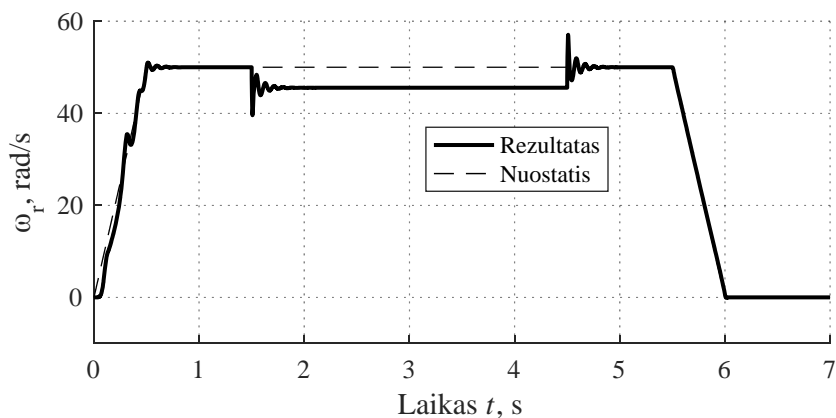
Imituojamas bandymas su šiais variklio parametrais:

2.2 lentelė. Imituoto asinchroninio variklio parametrai

Table 2.2. Parameters of simulated induction motor

U , V	f , Hz	J , $\text{kg}\cdot\text{m}^2$	p	R_s , Ω	R_r , Ω	L_{ls} , mH	L_{lr} , mH	L_m , mH
400	50	0,0331	2	1,41	1,395	2,92	5,839	0,1722

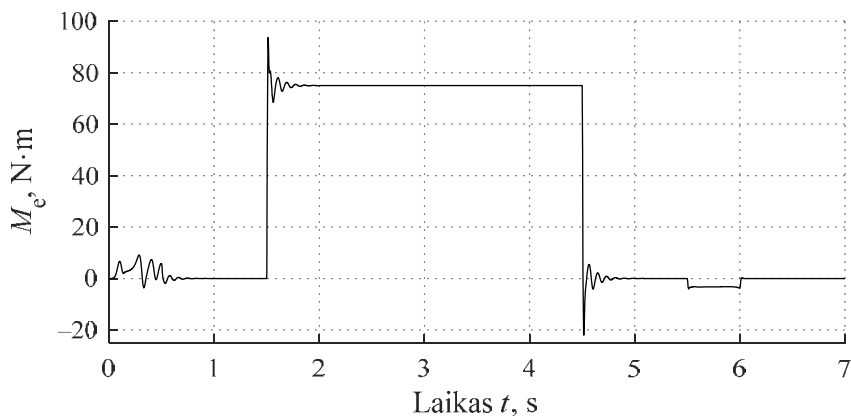
2.5 paveiksle pateiktas pavaros su atvira valdymo sistema rotoriaus sukimosi greičio pereinamasis vyksmas. Punktyrine linija yra pažymėtas užduotas greitis – minkštas paleidimas iki 50 rad/s greičio ir sklandusis stabdymas nuo laiko momento $5,5$ s. Apkrovus variklį laiko momentu $1,5$ s, vyksta nekompensuojamas greičio kritis 9 procentais. Šio pereinamojo vyksmo metu, greitis nusistovi per $0,26$ s ir perreguliavimas siekia 134% .



2.5 pav. Skaliarinės U/f valdymo pavaros imitacinis rotoriaus sukimosi greičio pereinamasis vyksmas

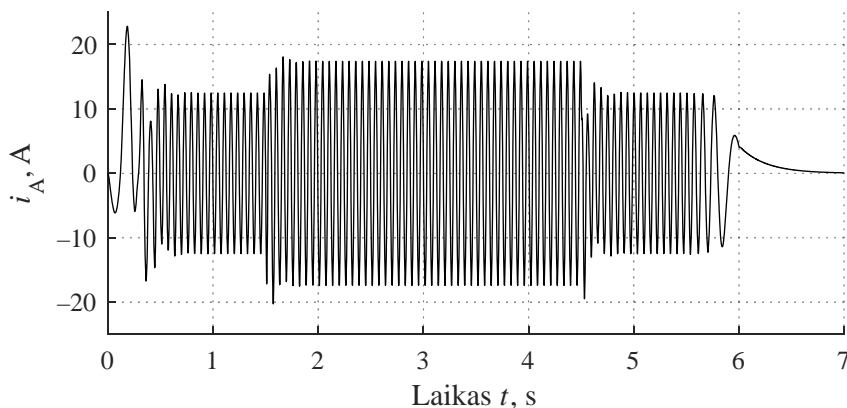
Fig. 2.5. Simulated transient process of scalar U/f controlled drive rotor speed

2.6 paveiksle matomas elektromagnetinio sukimo momento pereinamasis vyksmas, kuriame stebimi švytavimai sklandžiojo paleidimo metu proceso pradžioje. Veikiant apkrovai elektromagnetinis sukimo momentas nusistovi ties apkrovos momento verte. Stabdymo metu stebima neigiama sukimo momento vertė.



2.6 pav. Skaliarinės U/f valdymo pavaros imitacinis elektromagnetinio sukimo momento pereinamasis vyksmas

Fig. 2.6. Simulated transient process of scalar U/f controlled drive electromagnetic torque



2.7 pav. Skaliarinės U/f valdymo pavaros imitacinis statoriaus fazinės A srovės pereinamasis vyksmas

Fig. 2.7. Simulated transient process of scalar U/f controlled drive stator phase A current

Sklandusis paleidimas taikomas siekiant apriboti statoriaus srovę pavaros paleidimo metu. 2.7 paveiksle stebimas vienos statoriaus fazinės srovės pikas iki 22,8 A, kuris viršija tuščiosios veikos vertę 82 %. Priklausomai nuo variklio techninių parametrų, sklandžiojo paleidimo konstanta (maitinimo įtampos pokytis per laiko vienetą) turi būti koreguojama.

Skaliarinis valdymas dažnai naudojamas pavarose, kuriose nėra keliami aukšti reikalavimai tikslumui ir greitaveikai, t. y. naudojamas siurbliams, ventiliatoriams ir pan.

2.2. Vektorinis šešiafazių pavarų valdymas

Nors tiesioginis momento valdymas (TMV) pristatytas prieš 30 metų (1986 m.), jis naudojamas pavarų valdyme dėl didelės greitaveikos ir tikslaus momento valdymo nenaudojant sudėtingų algoritmų. TMV sistema turi aukštus matavimo tikslumo reikalavimus, nes realiu laiku skaičiuojami sukimo momento, statoriaus srauto amplitudės ir srauto vektoriaus kampo signalai. Tačiau pati valdymo struktūra nėra labai sudėtinga. Tai vienas iš pagrindinių šio valdymo privalumų (Sheidaei *et al.* 2007).

Šis valdymo metodas iš esmės skiriasi nuo dažninės pavaros struktūros, nes leidžia valdikliu tiesiogiai valdyti galios dalies raktus nenaudojant IPM moduliatoriaus.

Tinkamai valdant srautą ir momentą, tiesioginis momento valdymas tampa atsparus išoriniams trikdžiams ir variklio parametrų nuokrypoms. Tačiau esant nusistovėjusiam darbo režimui susidaro pastebimi srauto ir momento švytavimai, ypač taikant histerezės kilpas žemų greičių srityje (Sheidaei *et al.* 2007).

Statoriaus srautas ir kuriamas momentas skaičiuojami įvertinant tik statoriaus sroves, įtampas ir apvijų aktyviąją varžą. Pirmiausiai, randamos akimirkinių srovių ir įtampų projekcijos į statoriaus atžvilgiu nejudamą koordinačių plokštumą taikant Park'o transformaciją. Trifazio variklio atveju, jos yra standartinės:

$$\begin{cases} i_{\alpha s}(t) = \frac{2}{3}i_A(t) - \frac{1}{3}i_B(t) - \frac{1}{3}i_C(t), \\ i_{\beta s}(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}}i_B(t) + \frac{1}{\sqrt{3}}i_C(t), \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} u_{\alpha s}(t) = \frac{2}{3}u_A(t) - \frac{1}{3}u_B(t) - \frac{1}{3}u_C(t), \\ u_{\beta s}(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}}u_B(t) + \frac{1}{\sqrt{3}}u_C(t). \end{cases} \quad (2.22)$$

Daugiafazės pavaros atveju reikia taikyti asinchroninio variklio matematinio modelio įtampų lygtis pateiktas 1.4 formulėje. Pabrėžiama, kad šios lygtys galioja varikliui su izoliuotu nuliniu statoriaus tašku. Atitinkamai statoriaus srovių projekcijos yra tokios:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s}(t) \\ i_{\beta s}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) \\ \sin(0) & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \\ u_D(t) \\ u_E(t) \\ u_F(t) \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

TMV metodui reikia tik vieno variklio parametro – statoriaus aktyviosios varžos R_s . Norint gauti gerus pavaros valdymo rezultatus reikia žinoti tikslią statoriaus varžos vertę, ypač mažų greičių zonoje (Draou *et al.* 2010).

Taikant idealizuotą matematinį variklio modelį, ši varža yra pastovus dydis, tačiau realiomis sąlygomis tai yra kintamas dydis. To priežastis yra šiluminis poveikis. Žinant fizikines dėsnius tokį efektą galima įdiegti, tačiau netikslinga.

Šiame skyriuje siekiama pritaikyti patį tiksliausią trifazių asinchroninių variklių greičio ir sukimo momento valdymo metodą daugiafazėms pavaroms. Nėra spėdžiamos tik eksperimentiniuose bandymuose pasireiškiančios techninės problemos.

Statoriaus magnetinio srauto dedamosios $\Psi_{as}(t)$ ir $\Psi_{\beta s}(t)$ gaunamos iš variklio matematinio modelio α – β koordinačių sistemoje. Reikiamos išraiškos pateiktos pirmojo skyriaus 1.6 formulėje. Atitinkamai elektromagnetinio sukimo momento išraiška pateiktas 1.14 formulėje.

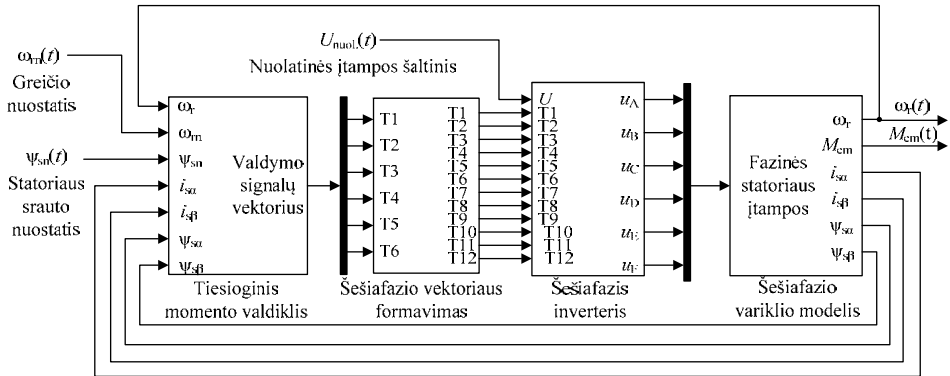
TMV palaiko užduotą magnetinio srauto amplitudinę vertę ir komutuoja inverterio raktus pagal magnetinio srauto vektoriaus kampą. Šios vertės randamos nesudėtingai, tačiau realiose sistemoje sąlyginai daug resursų reikalaujančiomis matematinėmis operacijomis:

$$|\Psi_s|(t) = \sqrt{\Psi_{as}^2(t) + \Psi_{\beta s}^2(t)}, \quad (2.24)$$

$$\angle\Psi_s(t) = \arctg\left(\frac{\Psi_{\beta s}(t)}{\Psi_{as}(t)}\right). \quad (2.25)$$

Dėl patogumo magnetinio srauto kampas $\angle\Psi_s(t)$ bus žymimas $\varphi(t)$.

Šie srauto, momento ir fazės skaičiavimai skirti būtinų TMV valdymo vidinių kintamųjų radimui (Metidji *et al.* 2012).



2.8 pav. Šešiafazės pavaros su tiesioginiu momento valdymu imitacinis modelis

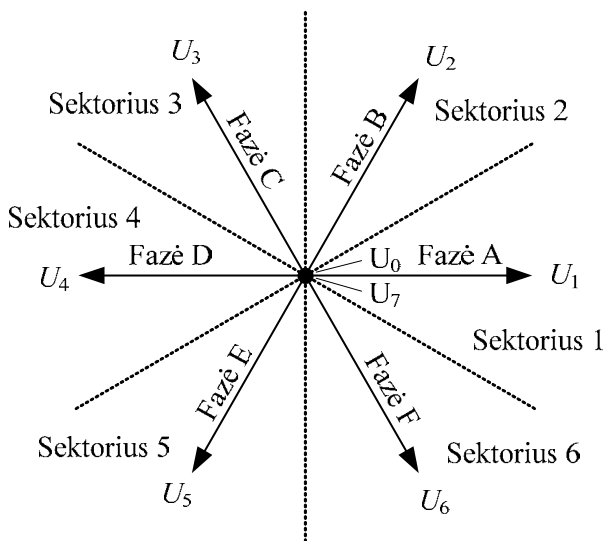
Fig. 2.8. Computer model of six-phase drive with direct torque control

Sudarytas kompiuterinis pavaros su vektoriniu valdymu modelis, pateiktas 2.8 paveiksle. Naudojamas nekoreguotas tiesioginis momento valdiklis iš Matlab/Simulink bibliotekos, kurį sudaro greičio valdiklio blokas, sukimo momento,

srauto ir kampo nustatymo blokas, srauto ir sukimo momento histerezės kilpų blokas, srauto sektoriaus nustatymo blokas ir vektorių parinkimo lentelės blokas.

Vektoriaus formavimo blokas, esantis 2.8 paveiksle pateiktame pavaros kompiuteriniame modelyje, yra reikalingas tik šešiafazio keitiklio imitavimui. Trifazio keitiklio atveju, šio bloko nėra ir vektoriaus valdymo signalai patenka tiesiai į inverterį: šeši signalai iš tiesioginio momento valdiklio šešiams inverterio raktams.

2.9 paveiksle pateikta vektorių diagrama, nusakanti kokius vektorius formuoja sudarytas kompiuterinis tiesioginio momento valdymo pavaros modelis. Paprasčiausiu atveju, vektorių, kuriuos formuoja šešiafazis keitiklis kryptys sutampa su trifazio. Trifaziam variklyje egzistuojant tik A, C ir E fazės, tačiau keičiant poliškumą gaunami iš viso 6 vektoriai, 2.9 paveiksle žymimi U_0 – U_7 .



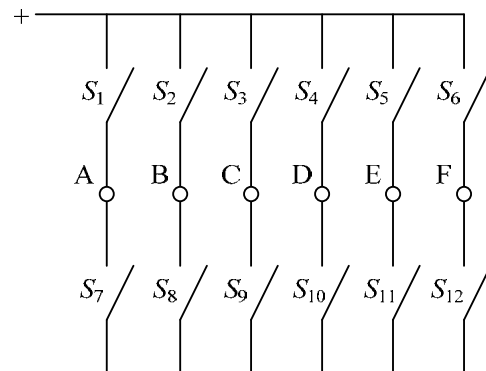
2.9 pav. Įtampų vektorių diagrama

Fig. 2.9. Voltage vector diagram

n -fazės pavaros atveju įtampų vektorių kiekis yra 2^n , tai šešiafazės atveju – 64 kombinacijos, vietoje 8. Uždavinys tampa labai sudėtingas, jei ieškoma optimalių maitinimo įtampų vektorių. Siekiant gauti pirmąjį veikiantį variantą, su kuriuo būtų galima lyginti kitus sprendinius, pasirinktas ilgiausių vektorių metodas.

Vertinant 2.9 paveiksle pateiktą vektorių diagramą, galima daryti prielaidą, kad statoriaus apvijų poros su 180 laipsnių elektriniu kampu gali kurti vieną dvigubo ilgio vektorių. Jei fazė A turės teigiamą poliškumą, o fazė D – neigiamą, tai jų kryptys sutaps. Taip virtualiai sumažinus vektorių skaičių iš šešių į tris, gaunama standartinė TMV vektorių diagrama.

Vektorių formavimo klausimas sprendžiamas praplečiant trifazio inverterio raktų būsenų lentelę. Laikoma, kad raktai sunumeruoti pagal 2.10 paveikslą. Norint suformuoti 2.9 paveiksle pažymėtus įtampų vektorius U_0-U_7 , išlaikoma simetrija (2.3 lentelė).



2.10 pav. Idealizuoto šešiafazio inverterio principinė schema

Fig. 2.10. Basic circuit of ideal six-phase inverter

2.3 lentelė. Raktų būsenos maitinimo įtampos vektoriams formuoti

Table 2.3. Switch states for source voltage vector production

Įtampos vektorius	Raktų būsenų vektorius
U_0	000000111111
U_1	110001001110
U_2	111000000111
U_3	011100100011
U_4	001110110001
U_5	000111111000
U_6	100011011100
U_7	111111000000

Tiesioginio momento valdymo sistemos įėjimo signalai yra magnetinio srauto ir sukimo momento paklaidos bei rotoriaus kampinė padėtis. Taikant histerėzės kilpos reguliatorius, paklaidų signalai vertinami kaip atitinkamai dviejų ir trijų lygių kintamieji. Pagal taip supaprastintus signalus parenkamas statoriaus maitinimo įtampų vektorius. Visos galimos kombinacijos pateiktos 2.4 lentelėje.

2.4 lentelė. Tiesioginio momento valdymo įtampų vektorių parinkimo lentelė
Table 2.4. Selection table for direct torque control voltage vectors

e_Ψ	e_M	S. 1	S. 2	S. 3	S. 4	S. 5	S. 6
+1	+1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1
	0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0
	-1	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
-1	+1	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2
	0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7
	-1	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4

Šešiafaziam variklyje, tarp kurio gretimų fazių yra 60 elektrinių laipsnių, fazių erdvinės padėties sutampa su pageidaujamais formuoti vektoriais. Tokiu atveju nereikia sudaryti naujos vektorių parinkimo lentelės.

2.3. Vektorinis šešiafazių pavarų su neraiškiosios logikos reguliatoriais valdymas

Taikant neraiškiają logiką tiesioginio momento valdymo pagrindas išlieka nepakitęs. Neraiškiosios logikos valdiklis apjungia momento ir srauto histerezinių valdiklių ir vektorių parinkimo lentelės funkcijas, todėl funkcinė schema (2.11 pav.) didžiąja dalimi atitinka tipinę tiesioginį momento valdymą.

Statoriaus srautas ir kuriamas momentas valdomi tiesiogiai tinkamai parenkant erdvinis statoriaus įtampų vektorius, t. y. parenkant inverterio raktų būsenas. Kadangi pasirinktas inverteris turi šešis raktus, neraiškiosios logikos valdiklis taip pat turi šešis išėjimus, kuriuose formuoja signalus kiekvieno rakto valdymui. Šie signalai gali įgyti tik dvi reikšmes – 0 ir 1.

Standartinio ir neraiškiosios logikos valdymų įėjimo signalai yra statoriaus srauto ir elektromagnetinio momento nuokrypos:

$$e_\Psi(t) = \Psi_{s,n}(t) - \Psi_s(t), \quad (2.26)$$

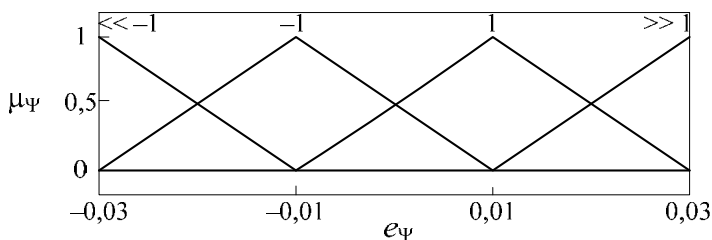
$$e_M(t) = M_{e,n}(t) - M_e(t), \quad (2.27)$$

čia $\Psi_{s,n}(t)$ – statoriaus magnetinio srauto nuostatis, $\Psi_s(t)$ – apskaičiuota statoriaus magnetinio srauto amplitudė, $M_{e,n}(t)$ – sukimo momento nuostatis, $M_e(t)$ – apskaičiuotas elektromagnetinis sukimo momentas.

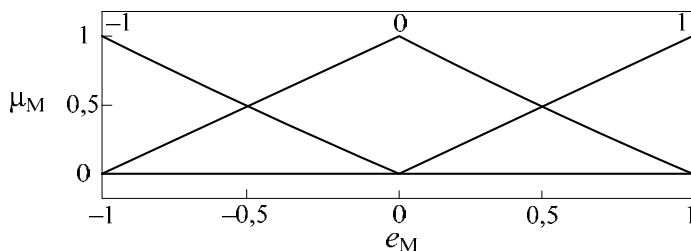
Regulatorius parenka įtampos vektorius pagal 2.5 lentelėje pateiktas taisykles. Išėjimo signalai priklauso nuo statoriaus srauto nuokrypos, momento nuokrypos ir srauto fazės. +1 atitinka padidėjimą, -1 atitinka sumažėjimą, $>>1$ – ribinį padidėjimą, $<<-1$ – ribinį sumažėjimą, 0 – tinkamą vertę. Nuo S.1 iki S.6 – tai fazės sektoriaus numeris. Priklausomybės sudarytos aštuoniems įtampos vektoriams, t. y. trifaziam inverteriui su šešiais raktais. Nuo U_0 iki U_7 – visos leidžiamos raktų būsenų kombinacijos.

Neraiškiosios logikos reguliatoriaus sudarymui pasirinktas Mamdani metodas. Jis leidžia formuoti diskretinius išėjimo signalus, todėl galimas tikslus inverterio valdymo.

Vietoje tipiniame TMV naudojamų histerezės kilpos tipo reguliatorių, neraiškiosios logikos reguliatoriuje įėjimo signalai išreiškiami neraiškiosios logikos lygiais ribose nuo 0 iki 1. Sudarytos priklausomybių funkcijos pavaizduotos 2.12–2.14 paveiksluose.



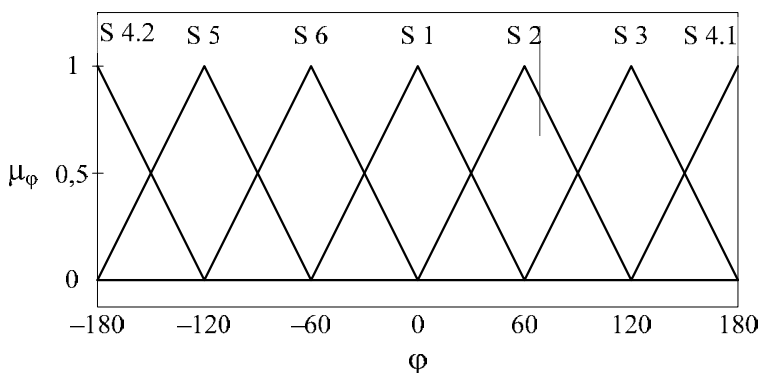
2.12 pav. Statoriaus srauto nuokrypos priklausomybės funkcijos
Fig. 2.12. Membership functions of stator flux deviation



2.13 pav. Sukimo momento nuokrypos priklausomybės funkcijos
Fig. 2.13. Membership functions of torque deviation

2.14 paveiksle matyti, kad fazinis kampas padalijamas į 6 sektorius. Pažymėtina, kad ketvirtas sektorius turi 2 priklausomybių funkcijas. Tai būtina, nes fazės

signalų kinta srityje $[-180\ 180]$, o sektorius ribojasi su abiem ribomis, t. y. $[-180\ -120]$ ir $[120\ 180]$. Taip sukuriamas papildomos 8 neraiškiosios logikos valdiklio taisyklės (2.5 lentelė) ir jų skaičius iš 48 tampa 56.



2.14 pav. Fazės priklausomybės funkcijos

Fig. 2.14. Membership functions of phase

Tipinis ir neraiškiosios logikos tiesioginis momento valdymo būdai išbandyti įvairiais darbo režimais. Taikytos pavaros bandymų sąlygos atitinka skaliarinės pavaros atvejį:

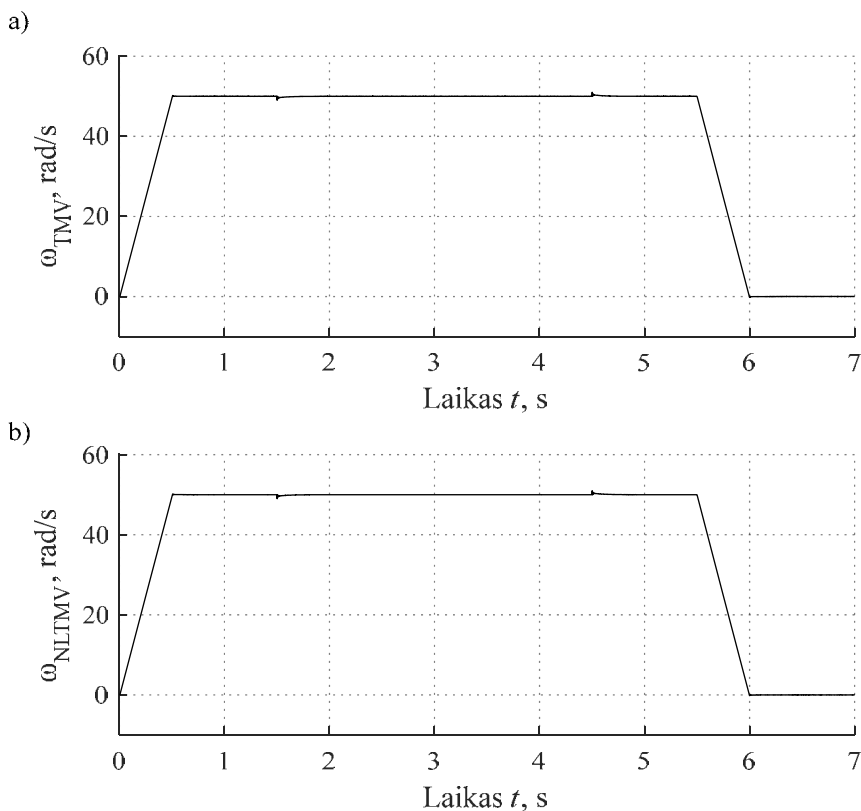
- variklio parametrai pagal 2.2 lentelę,
- paleidimas ir stabdymas su pagreičio ribojimu – 100 rad/s^2 ,
- greičio nuostatis – 50 rad/s ,
- statinė apkrova nuo laiko momento 1,5 s iki 4,5 s.

Tiesioginio momento valdymo pavaroms įėjimo signalai yra elektromagnetinio sukimo momento ir statoriaus magnetinio srauto nuostatai. Pastarasis dydis yra palaikomas pastovus, parinktas pagal variklio konstrukciją, siekiant užtikrinti aukštą galios naudingumo koeficientą arba didelį maksimalų sukimo momentą.

Sukimo momento nuostatis gali būti valdomas dinamiškai. Tyrimams pasirinkta uždara valdymo sistema su greičio grįžtamuju ryšiu. Greičio paklaida apdorojama PI (proporcinis–integralinis) reguliatoriumi ir suformuotas signalas tampa sukimo momento nuostatiu. Šis reguliatorius suprojektuotas užtikrinti labai mažas pavaros sukimosi greičio paklaidas.

Imitacinių tyrimų tikslas yra palyginti tipinį TMV ir TMV su neraiškiosios logikos reguliatoriumi (NLTMV). Abiem pavaroms yra užduoti analogiški valdymo signalai. Imitacinių tyrimų rezultatai, kai magnetinio srauto nuostatis yra $0,7\text{ Wb}$, o apkrovos momentas – $25\text{ N}\cdot\text{m}$.

Imitaciniai sukimosi greičio pereinamųjų vyksmų rezultatai yra pateikti 2.15 paveiksle.

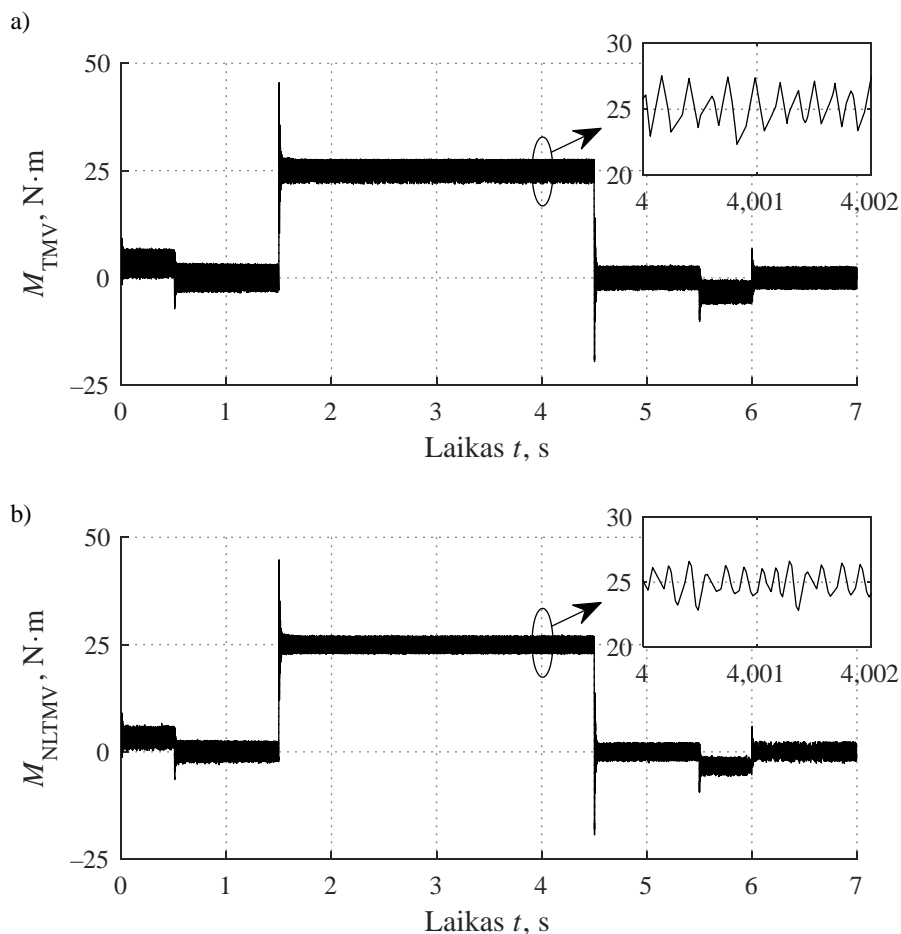


2.15 pav. Vektorinio valdymo pavaros imitaciniai rotoriaus sukimosi greičio pereinamieji vyksmai: a) tipinis tiesioginis momento valdymas; b) tiesioginis momento valdymas su neraiškiosios logikos reguliatoriumi

Fig. 2.15. Simulated rotor velocity transients of drive using vector control: a) typical direct torque control; b) direct torque control with fuzzy logic controller

2.15 paveiksle pateiktas neraiškiosios logikos valdymo greičio pereinamųjų vyksmų grafikas sutampa su tipinio TMV grafiku dėl aukštų dinaminių kokybės rodiklių. Gautas dinaminės paklaidos siekia mažiau nei 1 %. Šuoliai apkrovos įjungimo ir išjungimo metu sutampa (laiko momentais 1,5 s ir 4,5 s).

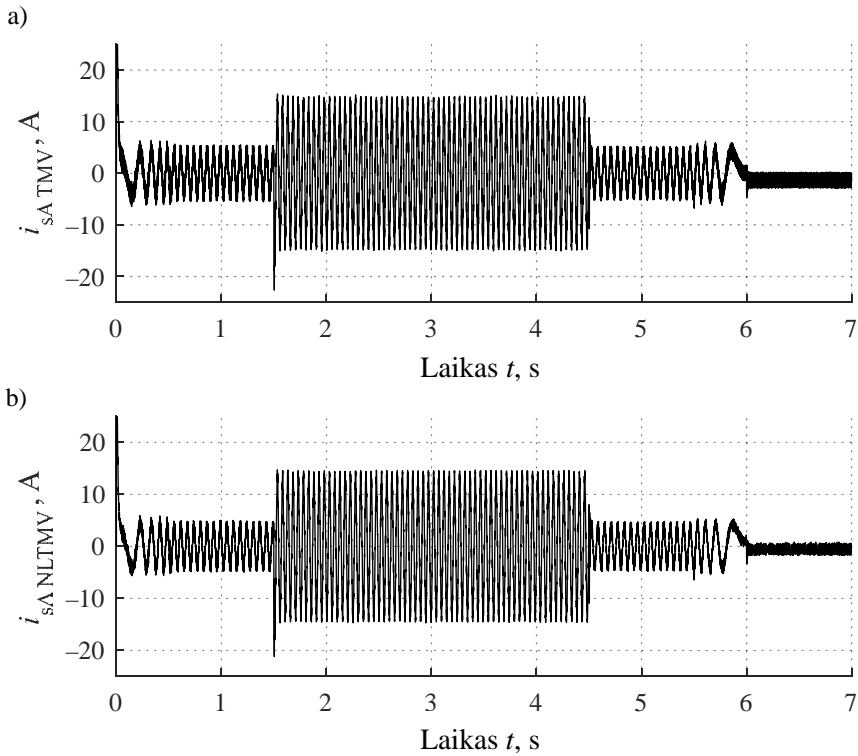
Tokie greičio pereinamieji vyksmai įmanomi tik tuo atveju, kai elektromagnetinis sukimo momentas kinta šuoliškai. Tai matyti 2.16 paveiksle. Elektromagnetinių sukimo momentų akimirkinės vertės nėra filtruotos, nes tipinio TMV ir NLTMV valdymo būdų skirtumas yra šios aukšto dažnio pulsacijos. Galima pastebėti, kad švytavimų amplitudės skiriasi.



2.16 pav. Vektorinio valdymo pavaros imitaciniai elektromagnetinio sukimo momento pereinamieji vyksmai: a) tipinis tiesioginis momento valdymas; b) tiesioginis momento valdymas su neraiškiosios logikos reguliatoriumi

Fig. 2.16. Simulated electromagnetic torque transients of drive using vector control: a) typical direct torque control; b) direct torque control with fuzzy logic controller

Neskaitant aukšto dažnio dedamųjų, statoriaus fazinės srovės yra labai artimos abiejų valdymo būdų atvejais (2.17 pav.). Apkrovos metu stebimas aukštesnis fazinis dažnis, kitų režimų metu.

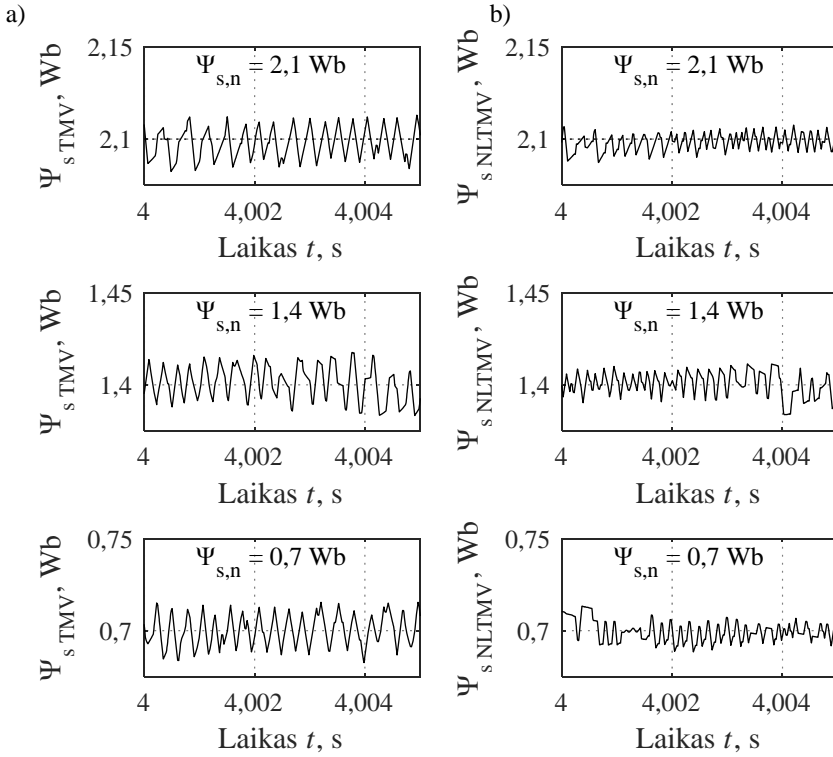


2.17 pav. Vektorinio valdymo pavaros imitaciniai statoriaus A fazės akimirkinės srovės pereinamieji vyksmai: a) tipinis tiesioginis momento valdymas; b) tiesioginis momento valdymas su neraiškosios logikos reguliatoriumi

Fig. 2.17. Simulated stator phase A instantaneous current transients of drive using vector control: a) typical direct torque control; b) direct torque control with fuzzy logic controller

Pavaros statoriaus magnetinio srauto amplitudė yra palaikoma pastovi, tačiau gali koreguojama. Siekiant įvertinti reguliatoriaus tinkamumą plačiam valdymo signalų diapazonui atlikti imitaciniai bandymai su šiais darbo sąlygų variantais:

- magnetinio srauto nuostatis – 0,7 Wb, statinis apkrovos momentas laiko tarpu nuo 1,5 s iki 4,5 s – 25 N·m,
- magnetinio srauto nuostatis – 1,4 Wb, statinis apkrovos momentas laiko tarpu nuo 1,5 s iki 4,5 s – 50 N·m,
- magnetinio srauto nuostatis – 2,1 Wb, statinis apkrovos momentas laiko tarpu nuo 1,5 s iki 4,5 s – 75 N·m.



2.18 pav. Imitaciniai statoriaus magnetinio srauto pereinamieji vyksmai: a) tipinis tiesioginis momento valdymas; b) tiesioginis momento valdymas su neraiškiosios logikos reguliatoriumi

Fig. 2.18. Simulated stator magnetic field vector trajectories: a) typical direct torque control; b) direct torque control with fuzzy logic controller

2.18 paveiksle pateikta laiko atkarpa (4–4,005 s) yra apkrovos metu. Čia matyti, kad abiem TMV variantais statoriaus magnetinis srautas išlaikomas artimas nuostačiui, tačiau stebimos skirtingos amplitudės pulsacijos. Elektromagnetinio sukimo momento ir statoriaus magnetinio srauto įvertinimui apskaičiuoti vidutiniai nuokrypiai nuo valdymo signalų:

$$\sigma_{\Psi} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |e_{\Psi}(kT)|, \quad (2.28)$$

$$\sigma_M = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |e_M(kT)|. \quad (2.29)$$

2.6 lentelė. Magnetinio srauto ir sukimo momento pereinamųjų vyksmų palyginimo lentelė

Table 2.6. Comparison table for magnetic flux and torque transients

Magnetinio srauto nuostatis	Vidutinis magnetinio srauto nuokrypis, Wb			Vidutinis sukimo momento nuokrypis, N·m		
	TMV	NLTMV	Santykis	TMV	NLTMV	Santykis
2,1 Wb	0,0068	0,0045	65 %	3,63	3,34	92 %
1,4 Wb	0,0068	0,0044	65 %	2,25	2,05	91 %
0,7 Wb	0,0068	0,0051	74 %	1,02	0,75	74 %

2.6 lentelėje pateiktas tipinio TMV ir TMV su neraiškiosios logikos reguliatoriumi paklaidų santykis esant trims skirtingoms nuostačio ir apkrovos momento vertėms. Visais atvejais siūlomas reguliatorius pagerino dinامينius rodiklius vertinant darbą keliuose darbo taškuose (paleidimas, tuščioji veika, apkrova ir stabdymas). Taikant neraiškiąją logiką, vidutiniai magnetiniai nuokrypiai yra nuo 26 iki 35 % mažesni, o vidutiniai sukimo momento nuokrypiai mažesni nuo 8 iki 26 %.

2.4. Antrojo skyriaus išvados

1. Sudarytas neraiškiosios logikos reguliatorius supaprastina pavaros modelio struktūrą, apjungdamas momento ir srauto histerezės kilpas ir vektorių parinkimo lentelę.
2. Sukurtas tiesioginio momento valdymo pavaros imitacinis modelis su momento ir magnetinio srauto valdymui naudojamu neraiškiosios logikos reguliatoriumi, tiesiogiai valdančiu inverterio raktus, pagerino dinامينius rodiklius keliuose pavaros darbo taškuose (paleidimas, tuščioji veika, apkrova ir stabdymas).
3. Tipinę tiesioginę momento valdymą pakeitus neraiškiosios logikos valdymu galima pagerinti pavaros dinamines savybes išlaikant labai aukštą greičio valdymo tikslumą.
4. Tiesioginis momento valdymas su neraiškiosios logikos reguliatoriumi pagerina dinامينius rodiklius lyginant su tipiniu tiesioginio momento valdymo atveju – sumažina elektromagnetinio momento pulsacijas 26 %, o statoriaus magnetinio srauto – 26 %, kai užduotas mažas magnetinio srauto nuostatis (0,7 Wb). Uždavus didelę nuostačio vertę

- (2,1 Wb), elektromagnetinio momento pulsacijos sumažinamos 8 %, o statoriaus magnetinio srauto – 35 %.
5. Esant vienodam nuostato signalui, neraiškiosios logikos valdymas sumažina nepageidaujamų elektromagnetinio momento ir statoriaus srauto švytavinų amplitudę iki dviejų kartų.

Šešiafazių pavarų valdymas esant poavariniam režimui

Šiame skyriuje ištirtas poavarinio režimo kompensavimo metodas, sukurtas algoritmas šio metodo fazinių kampų paieškai ir pateikta šio skaliarinio valdymo reguliatoriaus, pritaikančio kompensavimą plačiame dažnių ir apkrovų diapazone, sudarymo metodiką.

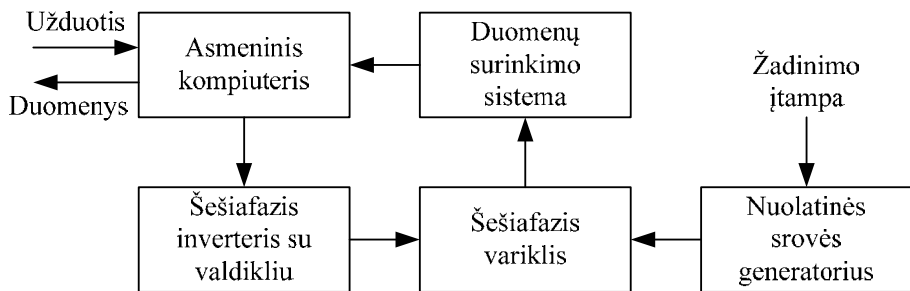
Skyriaus tematika paskelbtas vienas straipsnis (Pitrėnas, Uznys, Beištaras 2017).

3.1. Eksperimentinis bandymų stendas

Daugiafazėms pavaroms tirti sukurtas specialus tyrimų stendas Vilniaus Gedimino technikos universitete Automatikos katedroje. Visą šios disertacijos rengimo laikotarpį, stendas buvo vystomas – plečiamos jo galimybės ir gerinama matavimų kokybė.

Tyrimų stendas yra sudarytas iš šešiafazio simetrinio asinchroninio variklio, šešiafazio dažnio keitiklio, sukimosi greičio ir sukimo momento jutiklio (*Lorenz Messtechnik GmbH DR-2212*), šešių srovės matavimo replių (*Hameg HZO50*), septynių magnetinio srauto jutiklių (*BCD Semiconductor Manufacturing Limited*

linear Hall effect IC AH49H) ir nuolatinės srovės generatoriaus, kuriuo apkraunama tiriama pavara (*Femsan K.09.15*), 16 kanalų analoginių duomenų rinkimo sistemos (*National Instruments PCI-6024E*) ir asmeninio kompiuterio. Tyrimų stendo funkcinė schema pateikta 3.1 paveiksle.



3.1 pav. Eksperimentinių tyrimų stendo funkcinė schema

Fig. 3.1. Functional block diagram of experimental test rig

Remiantis moksline literatūra – elipsinė šio režimo statoriaus srovių suminio vektoriaus trajektorija kuria elipsinį magnetinį lauką. Keičiant maitinimo įtampų fazinius kampus ir išlaikant nepakeistą amplitudę, pavyko pakeisti minėtą srovės trajektoriją – elipsinė forma atstatyta į apskritiminę.

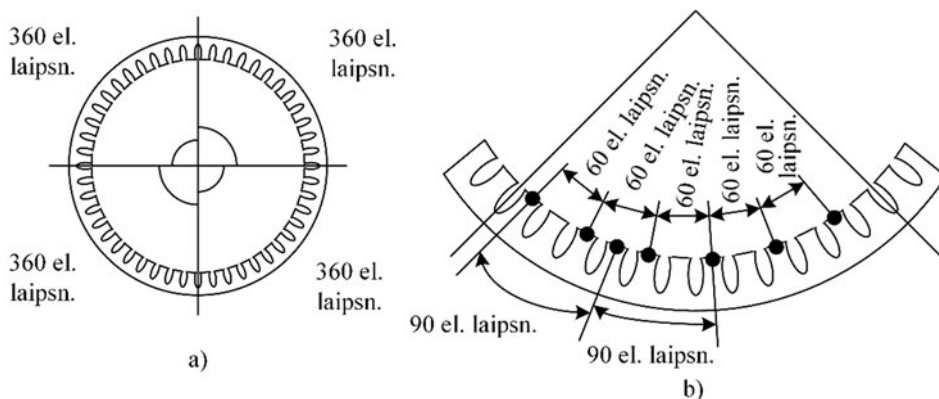
Pastebėta, kad apskritiminę trajektoriją galima atstatyti su įvairiais fazinių kampų rinkiniais, t. y. toks kriterijus turi daug sprendinių. Nuspręsta pašalinti dar vieną neigiamą poveikį turintį reiškinį – viršsrovių statoriaus apvijose. Lyginant su normaliuoju režimu 40 % išaugusi srovė vienoje iš apvijų gali pakenkti pavara – keitikliui arba variklio apvijų izoliacijai.

Siekiant įsitikinti, kad prielaidos apie magnetinio srauto vektoriaus trajektorijos formą yra teisingos, į eksperimentinį stendą įdiegti Holo jutikliai šiam variklio srautui matuoti. Su Mechanikos fakulteto pagalba variklio statoriuje buvo įrengtos vietos šiems jutikliams.

Tyrimams svarbus ne statoriaus ar rotorius magnetinis srautas, o srautas oro tarpe. Dėl asinchroninių variklių konstrukcinių ypatumų oro tarpas tarp statoriaus ir rotorius yra labai mažas ir jame patalpinti srauto jutiklius yra sunkiai įmanoma. Todėl geriausia alternatyva yra jutiklių įrengimas statoriaus magnetolaidyje.

Eksperimentinių bandymu metu pastebėta, kad magnetinis srautas beveik visame statoriaus danties (išsikišusios magnetolaidžio dalies tarp apvijų griovelių) paviršiuje yra vienodas. Vadinasi, srautas šiose dalyse pasiskirsto vienodai ir jutiklių pozicionavimo netikslumai nesukels didelių matavimo paklaidų.

Magnetinio srauto trajektorijai nubraižyti teoriškai užtenka dviejų srauto jutiklių išdėstytų 90 elektrinių laipsnių kampu, tačiau siekiant patikrinti šios prielaidos teisingumą, įrengta daugiau magnetinio srauto jutiklių.



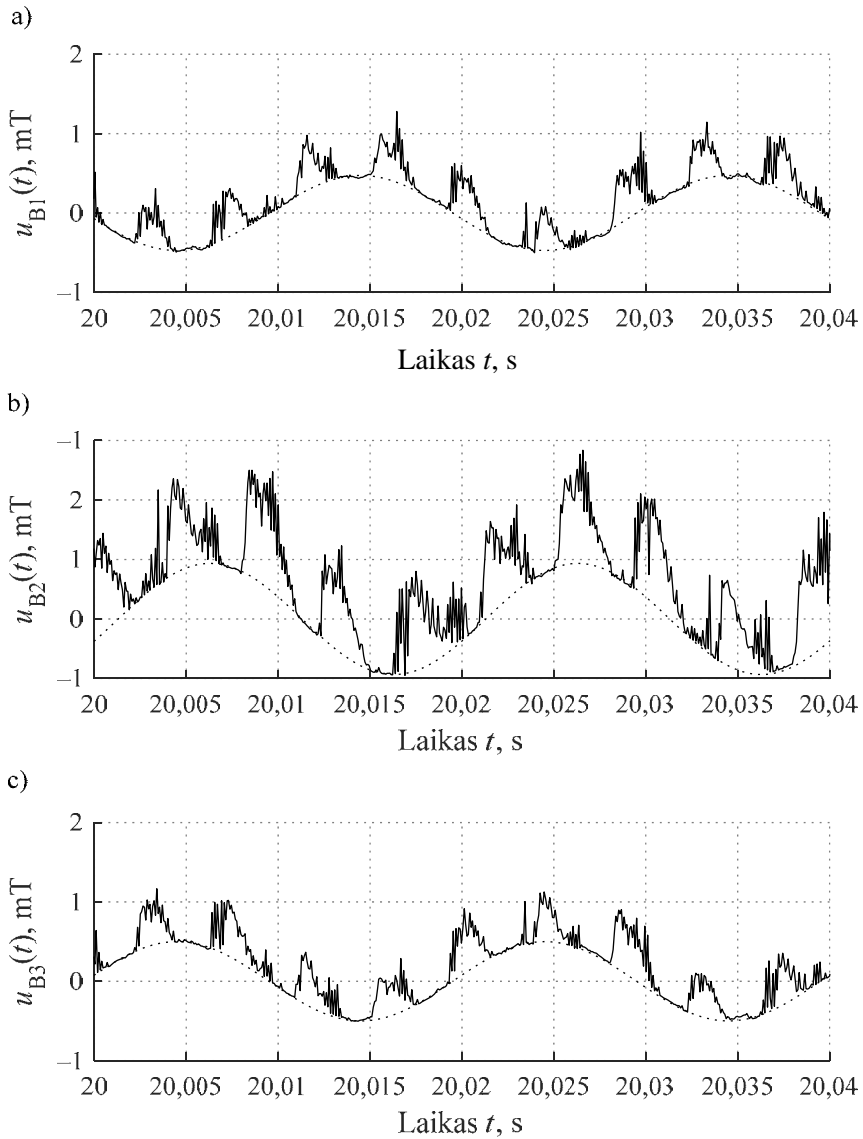
3.2 pav. Variklio statoriaus skersinis pjūvis: a) keturių polių porų statoriaus elektriniai kampai; b) magnetinio srauto jutiklių išdėstymas statoriaus magnetolaidyje

Fig. 3.2. Motor stator cross-section: a) electric angles of stator with four pole pairs; b) positions of magnetic flux sensors in the magnetic circuit

Pirmiausia, sudarant 90 elektrinių laipsnių kampą reikia įvertinti variklio statoriaus konstrukciją (3.2 pav. a). Su 4 polių porų statoriumi, Holo jutiklių matavimo kryptys turi sudaryti keturi kartus mažesnę erdvinį kampą brėžiant linijas iš statoriaus vidurio taško, t. y. $22,5^\circ$, vietoje 90° . Kitu atveju, gaunamas identiškas fazinis kampas.

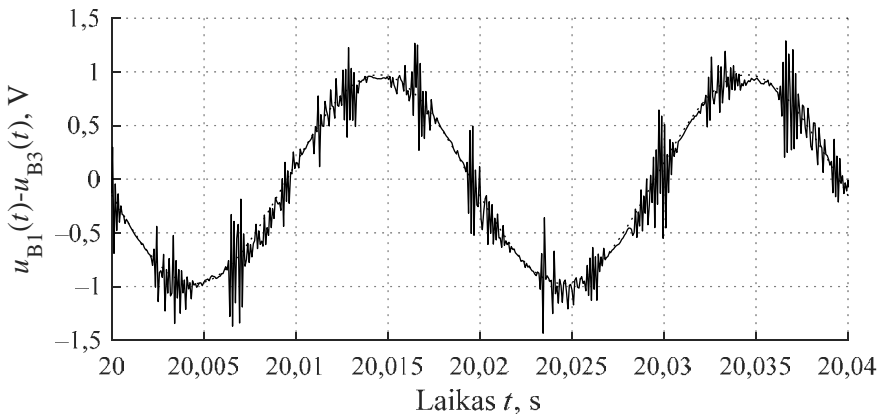
Tiriamas variklis turi statorių su 48 grioveliais apvijoms. Po 12 griovelių tenka vienai polių porai. Norint gauti 90 elektrinių laipsnių kampą jutikliai pasirinktuose nuosekliai išdėstytuose dantyse išdėstyti į kas trečią poziciją: 1, 4 ir 7 magnetolaidžio dantys (3.2 pav. b).

Kaip matyti iš 3.3 paveikslą statoriaus srauto dedamųjų fazių skirtumai yra ne vienodi ir lygūs 148° ir 180° kampams. Srautų fazių skirtumai yra ne lygūs 90° kampui, nes tiriamas šešiafazis variklis turi suklotą dvisluksnę sutrumpinto žingsnio apviją. Tokio tipo apvijoje kai kurios fazės yra klojamos į tą patį statoriaus magnetolaidžio griovelį, tai apsunkina tiesioginį statoriaus magnetinio srauto matavimą. Taip pat magnetinio srauto kreivėse matomi aukštesnio dažnio harmonika, kuri turi tik teigiamąją dedamąją. Ši aukštesniosios eilės harmonika susidaro dėl statoriaus ir rotoriaus konstrukcijos ypatumų, bei jų tarpusavio magnetinių ryšių.



3.3 pav. Magnetinio srauto matavimai naudojant tris ortogonaliai išdėstytus Holo efekto jutiklius: a) erdvinė pozicija – 0° ; b) erdvinė pozicija – 90° ; c) erdvinė pozicija – 180°

Fig. 3.3. Magnetic flux density measurements with three orthogonally positioned Hall effect sensors: a) spatial position – 0° ; b) spatial position – 90° ; c) spatial position – 180°



3.4 pav. Dviejų magnetinio srauto matavimo dedamųjų, kurių fazės skiriasi 180° , skirtumas

Fig. 3.4. Difference of two magnetic flux measurement components with phase shift of 180°

Kadangi aukštesniosios harmonikos turi tik teigiamąją dedamąją buvo suskaičiuotas skirtingų fazių, kurios tarpusavyje skiriasi 180° laipsnių, kuriame magnetinio srauto skirtumas (3.4 pav.). Matyti, kad suskaičiuavus priešingų fazių kuriame magnetinio srauto matavimų skirtumą aukštesniosios harmonikos kompensuojasi, o įtampos amplitudės vertė padidėja 2 kartus. Šis reiškinys matomas ir atlikus magnetinių srautų dažnių spektro sudėties analizę.

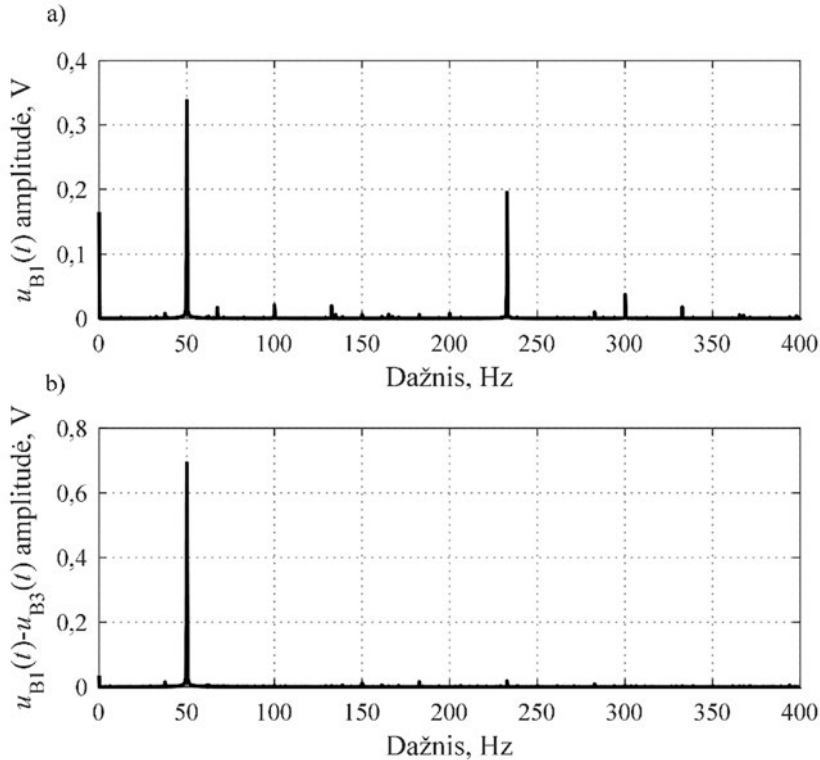
Vienos fazės kuriame magnetinio srauto B_1 ir dviejų priešingų fazių magnetinio srauto matavimų skirtumo $u_{B1}(t) - u_{B3}(t)$ greitoji Furjė transformacija (angl. *fast Fourier transform, FFT*) pateikta 3.5 paveiksle.

Kaip matyti iš 3.5 paveikslą magnetiniame sraute, kuris gautas naudojant tik vieno magnetinio srauto jutiklio signalą $u_{B1}(t)$, egzistuoja aukštesniosios eilės harmonika, kurios dažnis 237,7 Hz, o amplitudė 0,195 V, pagrindinės harmonikos dažnis 50 Hz, o amplitudė 0,338 V.

Suskaičiuoto dviejų magnetinio srauto jutiklių signalų skirtumo spektrinėje sudėtyje nelieka anksčiau minėtos aukštesniosios eilės harmonikos, pagrindinės harmonikos amplitudė padidėja iki 0,692 V, o dažnis nepakinta ir yra lygus 50 Hz.

Atlikus šiuos tyrimus galima teigti, kad norint tiksliai išmatuoti šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus kuriame magnetinio srauto tankį oro tarpe reikia naudoti mažiausiai du srauto jutiklius, kurie turi būti sumontuoti viename statoriaus dantyje, bei matuoti srautą priešingomis kryptimis. Toks jutiklių montavimo būdas dėl jutiklių ir pačio statoriaus magnetolaidžio dantų išmatavimų yra sudėtingas, tačiau panašus rezultatas gali būti pasiekiamas matuojant dviejų pozicijų,

kurių fazinis kampas lygus 180 elektrinių laipsnių, kuriamus magnetinius srautus ir skaičiuojant jų skirtumą.

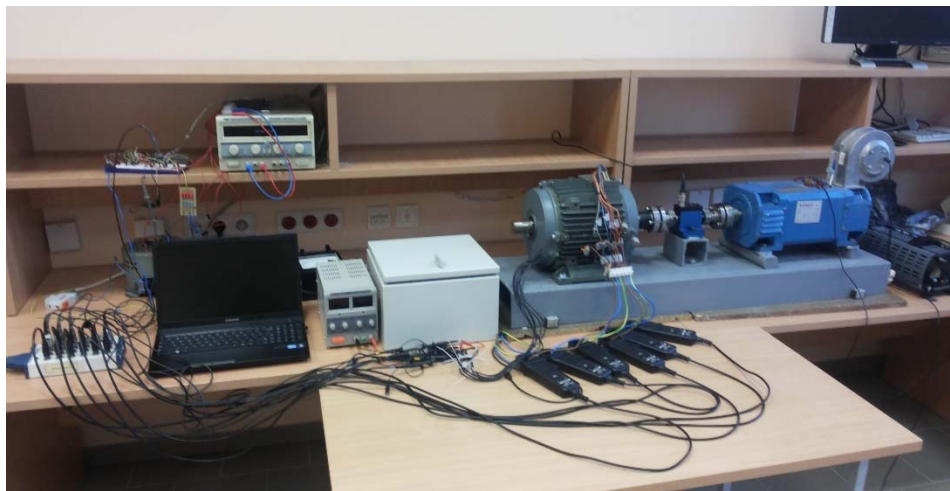


3.5 pav. Amplitudžių spektrai: a) vienas magnetinio srauto matavimo įtampa; b) dviejų magnetinio srauto matavimų įtampų, kurių fazės skiriasi 180°, skirtumas

Fig. 3.5. Amplitude spectrums: a) single magnetic flux measurement voltage; b) difference of two magnetic flux measurement voltages with phase shift of 180°

Pasiūlytas tiesioginis statoriaus magnetinio srauto matavimo būdas taikomas kuriant šešiafazės asinchroninės pavaros poavarinio režimo valdymo metodą. Šis matavimo būdas, taip pat gali būti taikomas ir šešiafazių asinchroninių pavarų vektorinio valdymo algoritmams kurti.

Tyrimų stendo, pritaikyto vienu metu matuoti statoriaus sroves ir magnetinio srauto tankį oro tarpe, bendras vaizdas pateiktas 3.6 paveiksle.



3.6 pav. Eksperimentinio tyrimų stendo bendras vaizdas (iš kairės į dešinę): šešiafazis dažnio keitiklis, šešiafazis asinchroniniai variklis, sukimo momento jutiklis, nuolatinės srovės generatorius

Fig. 3.6. Experimental test rig (left to right): six-phase voltage source inverter, six-phase induction motor, torque sensor, dc generator as load

Visi eksperimentiniai matavimai buvo atlikti naudojant Matlab programinį paketą ir skaitmeninę duomenų surinkimo sistemą, kurioje yra 16 analoginių įėjimų. Duomenų surinkimo sistemos įėjimų ribos yra $\pm 0,5$ V, ± 5 V arba ± 10 V, o maksimalus kvantavimo periodas 1 MS/s. Duomenų surinkimo sistemoje naudojamas 12 skilčių analoginis skaitmeninis keitiklis, kuris matuoja prie sistemos įėjimų prijungtus analoginius signalus ir keičia juos skaitmeninėmis vertėmis. Matavimų duomenys tiesiogiai išsaugomi Matlab programiniame pakete, kur jie vėliau ir apdorojami.

Eksperimentiniai šešiafazio asinchroninio variklio parametrai pateikti 3.1 lentelėje.

3.1 lentelė. Eksperimentinio šešiafazio asinchroninio variklio parametrai

Table 3.1. Parameters of experimental six-phase induction motor

Dydis	U , V	P_n , kW	ω_n , rad/s	Polių skaičius	$\cos\phi$	R_s , Ω	J , kg·m ²
Vertė	230	1,7	75	8	0,6	5,9	0,0114

Pristatytas šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros eksperimentinių tyrimų stendas gali būti taikomas edukaciniams tikslams ir tolimesniems pavaros valdymo tyrimams.

3.2. Dažninės pavaros normaliojo ir poavarinio režimo tyrimas

Tiriamas šešiafazės asinchroninės pavaros poavarinis režimas (angl. *post-fault conditions*). Konkrečiai nagrinėjamas tik prarastų (nutrūkusių) apvių atvejis. Įvairūs gedimai gali sukelti sutrikimus atskirose apvijuose. Kai kurios techninės apsaugos priemonės izoliuoja pažeistas apvijas ir pavara gali tęsti darbą. Paradus statoriaus fazes reikia kompensuoti neigiamus padarinius.

Gedimas eksperimentuose – trūkstama statoriaus fazė – yra imituotas atjungiant vieną iš variklio statoriaus fazinių laidų nuo šešiafazio keitiklio. Visame šiame poskyryje pateikiami tik tuščiosios veikos matavimai, tačiau eksperimentai buvo atlikti ir su apkrauta pavara. Taip pat, maitinimo įtampos dažnis yra 50 Hz, tačiau bandymai atlikti platesniame dažnių diapazone išlaikant pastovų skaliarinės pavaros U/f santykį.

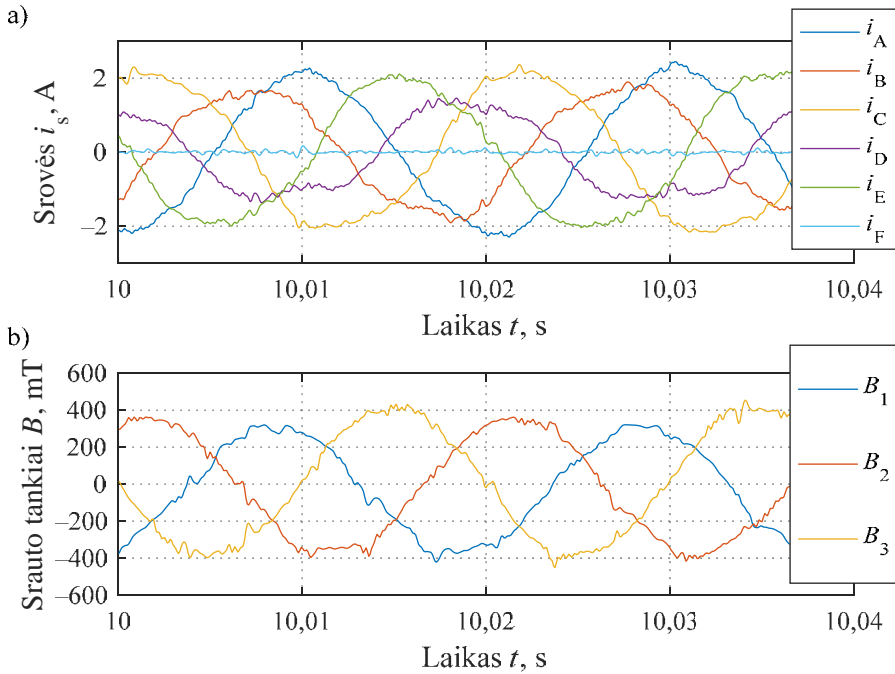
Kaip minėta anksčiau (Pitrėnas *et al.* 2017), buvo pasiūlytas statoriaus srovės atstojamojo vektoriaus trajektorijos ir fazinių viršsrovių kompensavimo metodas. Tačiau nebuvo atlikti magnetinio srauto oro tarpe tyrimai. Šioje disertacijoje atlikti tiesioginiai magnetinio srauto tankio oro tarpe matavimai. Taip pat sudarytas specializuotas parametrų paieškos metodas.

Vienas iš neigiamų poavarinio režimo padarinių – viršsroviai. Pasiūlytu metodu pavyko suvienodinti srovių amplitudes ir taip sumažinti viršsrovių. Juo taip pat kompensuota atstojamojo statoriaus srovių vektoriaus trajektorija – iš elipsinės atstatyta į apskritimą.

Eksperimentai atliekami kaupiant statoriaus srovės ir magnetinio srauto tankio jutiklių duomenis 30 sekundžių trukmės įrašuose vienu metu matuojant visus 12 reikiamų kanalų vienu metu. Nagrinėjama tik paskutinės 20 sekundžių įrašo, taip užtikrinant, kad pereinamieji pavaros paleidimo vyksmai yra visiškai pasibaigę. Svarbu atkreipti dėmesį, kad srovės ir srauto matavimų fazinis kampas nėra lygus nuliui. Statoriaus fazinės srovės $i_A(t)$ (fazės A) vektoriaus kryptis nesutaps su srauto tankio $B_1(t)$ (indeksu 1) kryptimi. Šis kalibravimo trūkumas neiškreipia kokybinių rodiklių – srauto tankio atstojamojo vektoriaus kryptis nėra aktuali atliekamiems tyrimams.

3.7 paveikslo a dalyje matomi akimirkinių statoriaus srovių amplitudžių išskirpimai, kai pavara dirba vienos nutrūkusios fazės poavariniu režimu. Normaliojo režimo atveju, kai maitinimo įtampos yra simetrinės, statoriaus srovių amplitudės būtų lygios.

Netaikant kompensavimo metodo, faziniai maitinimo įtampų kampai yra $[0^\circ \ 60^\circ \ 120^\circ \ 180^\circ \ 240^\circ \ 300^\circ]$, tačiau 3.7 paveiksle galima pastebėti, kad fazinis statoriaus srovių kampas tarp gretimų fazių poavarinio režimo metu yra kitoks nei maitinimo įtampų.



3.7 pav. Eksperimentinės akimirkinės vertės nekompensuoto poavarinio režimo metu – be F fazės, kai maitinimo įtamos dažnis – 50 Hz:

a) statoriaus akimirkinės srovės; b) magnetinio srauto tankiai oro tarpe

Fig. 3.7. Experimental instantaneous values in uncompensated post-fault condition (loss of phase F) when source voltage frequency is 50 Hz:

a) instantaneous stator currents; b) magnetic flux densities in the air gap

Magnetinio srauto tankiai oro tarpe yra išsidėstę su apytikriai 120° faziniu kampu (3.7 pav. b). Kokybiniam procesų įvertinimui pasirinktas akimirkinių verčių atvaizdavimas atstojamojo vektoriaus trajektorija. Ji gaunama skaičiuojant projekcijas į dvimatę koordinačių sistemą, nejudančią ir sutampančią su variklio statoriaus skersiniu pjūviu. Variklio matematiniame modelyje tai vadinama transformacija į α - β koordinačių sistemą.

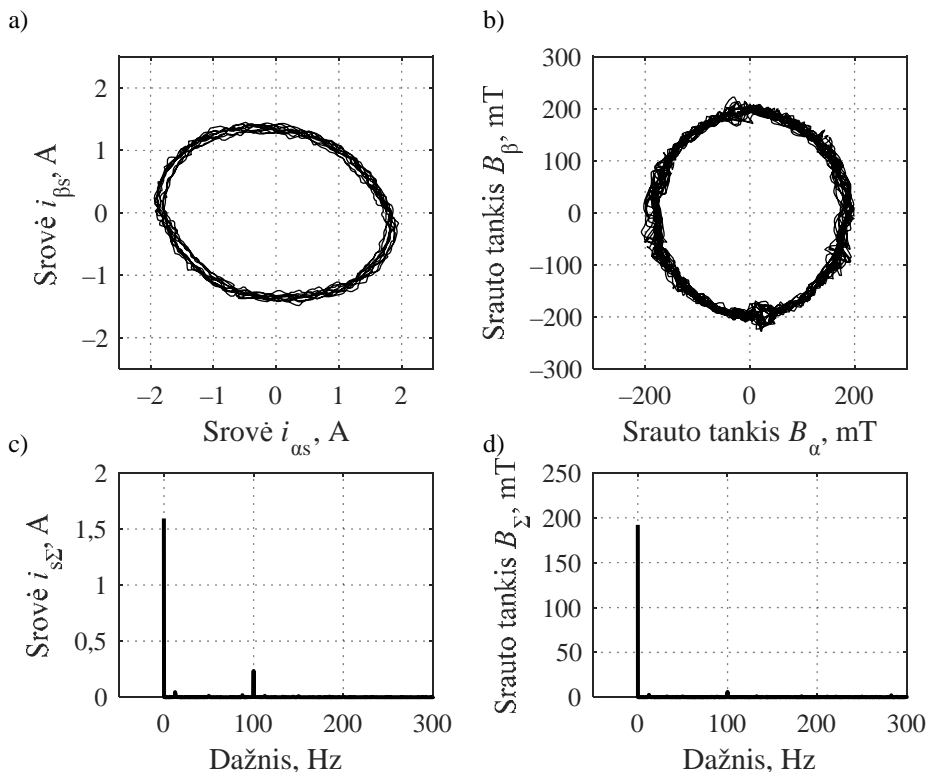
$$B_\alpha(t) = \frac{2}{3} \left(\sin(0) \cdot B_1(t) + \sin(2\pi/3) \cdot B_2(t) + \sin(4\pi/3) \cdot B_3(t) \right), \quad (3.1)$$

$$B_\beta(t) = \frac{2}{3} \left(\cos(0) \cdot B_1(t) + \cos(2\pi/3) \cdot B_2(t) + \cos(4\pi/3) \cdot B_3(t) \right). \quad (3.2)$$

Naudojami šeši jutikliai išdėstyti kas 60 elektrinių laipsnių. Elektrinio kampo atžvilgiu priešpriešai išdėstytų jutiklių matavimai sumuojami taip užtikrinant

žemą triukšmų lygį. Iš viso išmatuoti magnetiniai srautai trimis kryptimis, kurios sudaro 120 elektrinių laipsnių. Magnetinių srautų trajektorijos tokiu atveju gaunamos skaičiuojant projekcijas į ortogonalias ašis, t. y. taikant 3.1 ir 3.2 formules.

Pavaros, veikiančios vienos trūkstamos fazės poavarinėmis sąlygomis, statoriaus srovių ir magnetinio srauto sistemų analizė pateikta 3.8 paveiksle.



3.8 pav. Eksperimentiniai atstojamieji vektoriai nekompensuoto poavarinio režimo metu – be F fazės: a) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus trajektorija; b) magnetinio srauto tankio oro tarpe trajektorija; c) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus amplitudžių spektras; d) magnetinio srauto tankio oro tarpe amplitudžių spektras

Fig. 3.8. Experimental resultant vector values in uncompensated post-fault condition (loss of phase F): a) resultant vector trajectory of stator currents; b) resultant vector trajectory of magnetic flux densities in the air gap; c) resultant vector amplitude spectrum of stator currents; d) resultant vector amplitude spectrum of magnetic flux densities in the air gap

Statoriaus srovių α – β projekcijos skaičiuojamos atitinkamai 1.4 formulei. 3.7 paveiksle pateikto atvejo vektoriai pavaizduoti 3.8 paveikslo a ir b dalyse. Poavarinio režimo metu kuriama apskritiminė srovės atstojamojo vektoriaus trajektorija yra elipsinė.

Trajektorijai vertinti taikoma greitoji Furjė transformacija. Tam būtinas laike kintantis signalas, kuriuo nurodomas atstojamojo vektoriaus ilgis – srovės $i_{s\Sigma}(t)$ arba magnetinio srauto $B_{\Sigma}(t)$. Atstojamųjų vektorių trajektorijų, pavaizduotų 3.8 paveikslo a ir b dalyse, centras yra koordinačių pradžios taškas, todėl analizuojamas vektorių ilgis yra šių elipsinių trajektorijų spindulys. Gautuose atstojamųjų vektorių ilgių amplitudžių spektruose (3.8 pav. c ir d) matyti, kad trajektorijų elipsiškumas pasireiškia 100 Hz spektro dedamąja, t. y. pavaros maitinimo fazinio dažnio kartotiniu.

Literatūroje sutinkama mažai tiesioginio magnetinio srauto oro tarpe matavimo atvejų. Dažnai apsiribojama magnetinio srauto išskaičiavimu iš statoriaus srovių matavimų. Kartais taikoma prielaida, kad magnetinio lauko trajektorija bus elipsinė dėl elipsinės srovės vektoriaus trajektorijos. Lyginant 3.8 a ir b dalyse pateiktas trajektorijas, toks reiškinys yra mažai pastebimas.

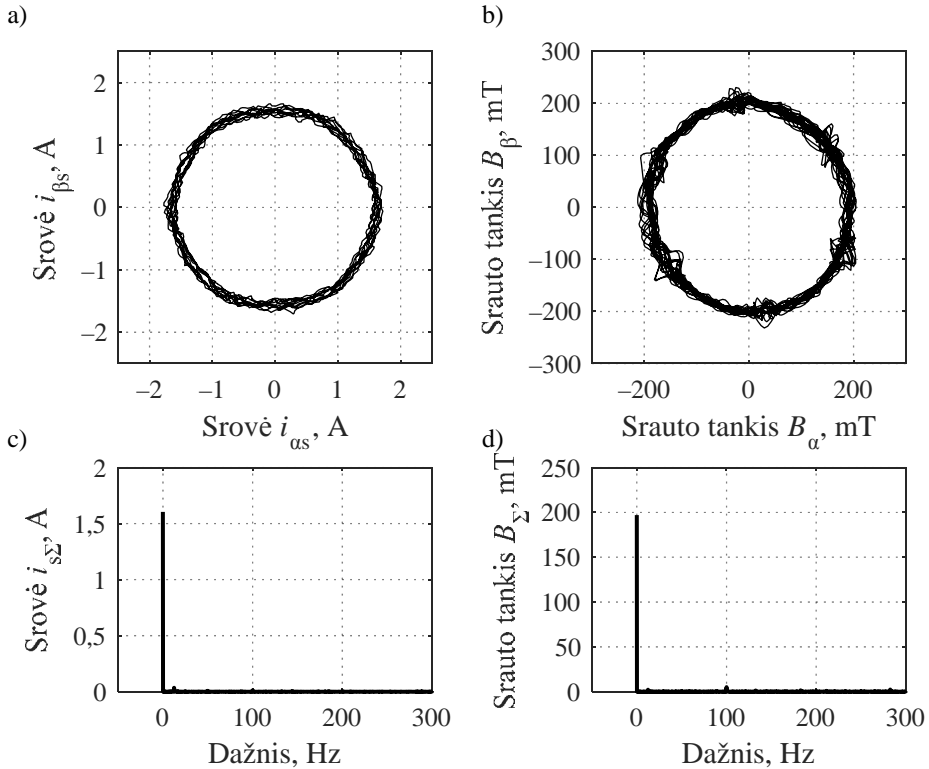
Srovės vektoriaus 100 hercų spektro dedamosios amplitudė sudaro 15 % nulinės spektro dedamosios. Atitinkamai magnetinio srauto tankio vektoriaus – tik 3 %.

Paklaidų įvertinimui 3.9 paveiksle yra pateiktas normaliojo režimo atvejis. Trajektorijos turėtų būti visiškai apskritiminės. Srovės vektoriaus 100 Hz spektro dedamosios amplitudės atitinkamas santykis – 1 % ir magnetinio srauto tankio – 3 %. Idealiu atveju šios amplitudės lygios nuliui. Šios procentinės išraiškos yra matavimų paklaidos, todėl galima teigti, kad poavarinio režimo metu magnetinio srauto tankio atstojamojo vektoriaus trajektorijos elipsiškumas nebuvo užfiksuotas.

Taip galėjo nutikti, nes magnetinis srautas magnetolaidyje pasiskirsto maždaug tolygiai, nepriklausomai nuo atjungtos statoriaus apvijos pozicijos.

Nulinio dažnio spektro dedamosios amplitudė atitinka naudingą darbą. Pavariai dirbant poavariniu režimu magnetinio srauto tankio vektoriaus ilgis sumažėjo 2 %. Šio vektoriaus ilgio mažėjimas rodo, kad pavaros galia krito, tačiau šis kritimas yra labai mažas. Preliminarūs tyrimai, parodė, kad mechaninė charakteristika beveik nekito lyginant su normaliuoju režimu.

Taikomas neigiamų padarinių kompensavimo metodas paremtas maitinimo įtampų fazinių kampų reguliavimu (Pitrėnas *et al.* 2017). Tuose tyrimuose daryta prielaida, kad srovės trajektorijos atstatymas yra būtinas. Nebuvo eksperimentiškai ištirta, kokią poveikį nesimetrinės statoriaus maitinimo įtampos turi magnetinio lauko trajektorijai. Pastaroji trajektorija yra svarbesnė už statoriaus srovių sistemos trajektoriją.

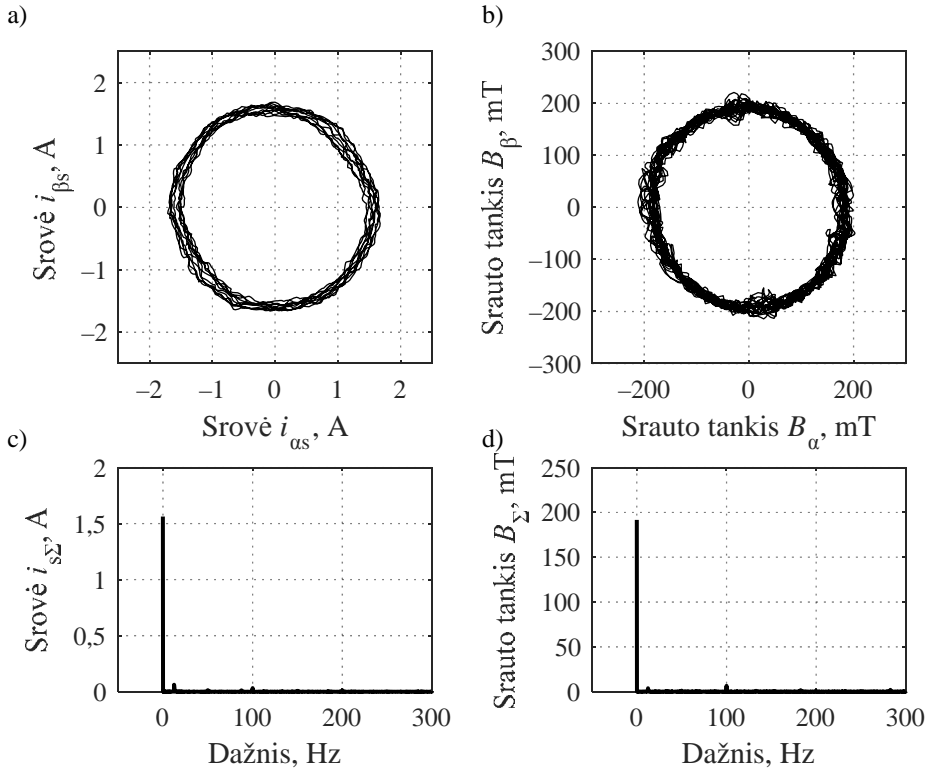


3.9 pav. Eksperimentiniai atstojamieji vektoriai normaliojo režimo metu:

- a) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus trajektorija;
- b) magnetinio srauto tankio oro tarpe trajektorija; c) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus amplitudžių spektras; d) magnetinio srauto tankio oro tarpe amplitudžių spektras

Fig. 3.9. Experimental resultant vector values in normal operating conditions (loss of phase F): a) resultant vector trajectory of stator currents; b) resultant vector trajectory of magnetic flux densities in the air gap; c) resultant vector amplitude spectrum of stator currents; d) resultant vector amplitude spectrum of magnetic flux densities in the air gap

3.10 paveikslo a ir b dalyse stebimos trajektorijos yra artimos apskritiminėms. Toks rezultatas pasiektas pritaikius tokius statoriaus maitinimo įtampų fazinius kampus: $[2^\circ \ 61^\circ \ 115^\circ \ 179^\circ \ 243^\circ \ -]$. Kadangi atjungta fazė F, tai šeštojo fazinio kampo skaitinė vertė yra visiškai nesvarbi. Dažninės amplitudės charakteristikos (3.10 pav. c ir d) patvirtina, kad gautas pageidaujamas rezultatas.

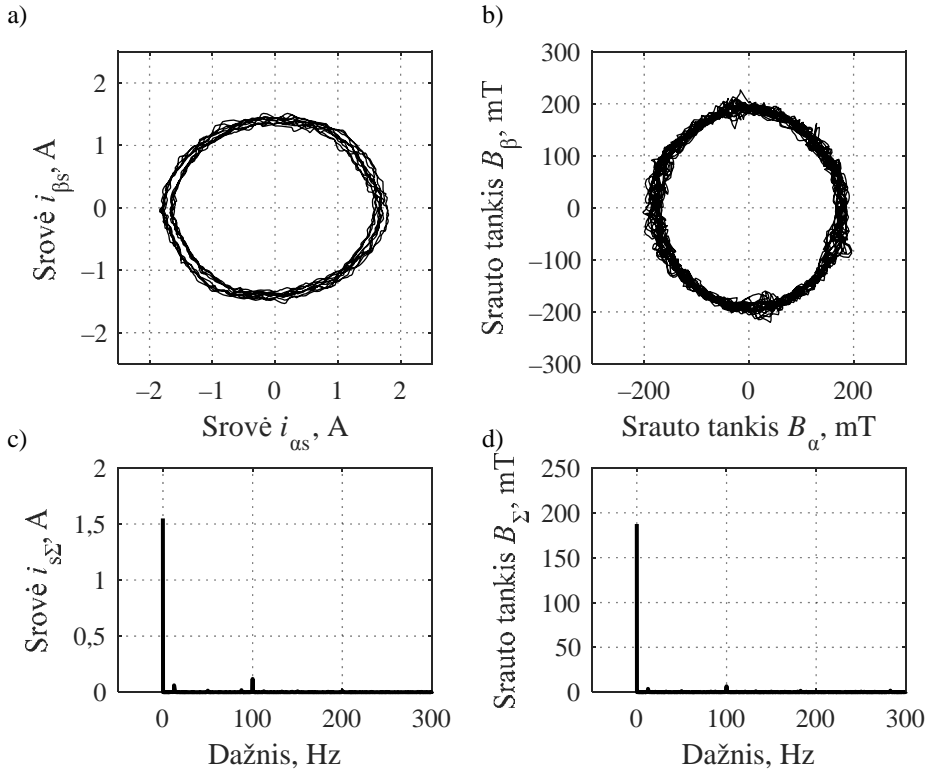


3.10 pav. Eksperimentiniai atstojamieji vektoriai kompensuojant trajektoriją poavarinio režimo metu – be F fazės: a) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus trajektorija; b) magnetinio srauto tankio oro tarpe trajektorija; c) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus amplitudžių spektras; d) magnetinio srauto tankio oro tarpe amplitudžių spektras

Fig. 3.10. Experimental resultant vector values in trajectory-compensated post-fault condition (loss of phase F): a) resultant vector trajectory of stator currents; b) resultant vector trajectory of magnetic flux densities in the air gap; c) resultant vector amplitude spectrum of stator currents; d) resultant vector amplitude spectrum of magnetic flux densities in the air gap

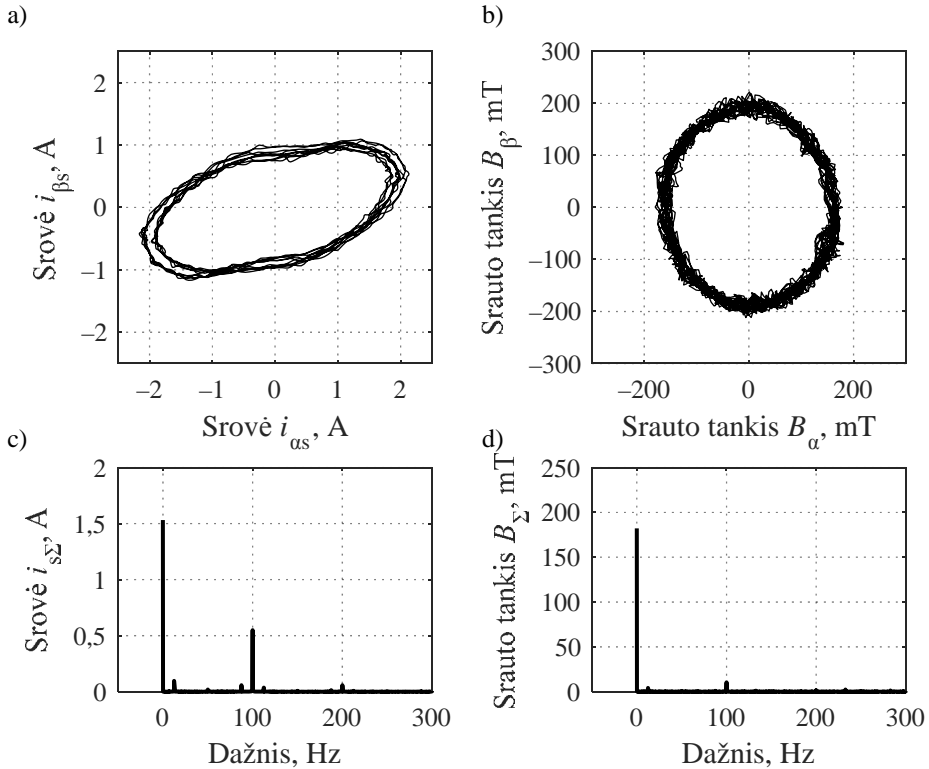
Pastebėta, kad statoriaus srovės atstojamojo vektoriaus apskritiminės trajektorijos atstatymui tinka daug sprendinių. Buvo prieita išvados, kad vienu metu galima atstatyti ne tik trajektoriją, o tuo pačiu sumažinti viršsrovių. Tokio bandymo rezultatai pateikti 3.11 paveiksle. Tai nėra geriausias įmanomas rezultatas, tačiau tinkamas patikrinti metodo teisingumą. Statoriaus maitinimo įtampų faziniai kampai yra: $[3^\circ \ 63^\circ \ 120^\circ \ 180^\circ \ 245^\circ \ -]$.

Pastebimas 2 % magnetinio srauto tankio pagrindinės harmonikos kritimas (3.11 pav. c ir d), tačiau srauto elipsiškumas nepadidėjo. Viršsrovių kompensavimas taikomu metodu neturi ženklaus šalutinio poveikio. Statoriaus maitinimo įtampų fazinių kampų postūmiai, kurie reikalingi poavarinio režimo padariniams pašalinti, yra pakankamai maži, kad metodas nesukurtų nepageidaujamų pašalinių efektų.



3.11 pav. Eksperimentiniai atstojamieji vektoriai kompensuojant viršsrovių poavarinio režimo metu – be F fazės: a) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus trajektorija; b) magnetinio srauto tankio oro tarpe trajektorija; c) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus amplitudžių spektras; d) magnetinio srauto tankio oro tarpe amplitudžių spektras

Fig. 3.11. Experimental resultant vector values in over-current-compensated post-fault condition (loss of phase F): a) resultant vector trajectory of stator currents; b) resultant vector trajectory of magnetic flux densities in the air gap; c) resultant vector amplitude spectrum of stator currents; d) resultant vector amplitude spectrum of magnetic flux densities in the air gap



3.12 pav. Eksperimentiniai atstojamieji vektoriai nekompensuoto poavarinio režimo metu – be E ir F fazių: a) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus trajektorija; b) magnetinio srauto tankio oro tarpe trajektorija; c) statoriaus fazinių srovių atstojamojo vektoriaus amplitudžių spektras; d) magnetinio srauto tankio oro tarpe amplitudžių spektras

Fig. 3.12. Experimental resultant vector values in uncompensated post-fault condition (loss of phases E and F): a) resultant vector trajectory of stator currents; b) resultant vector trajectory of magnetic flux densities in the air gap; c) resultant vector amplitude spectrum of stator currents; d) resultant vector amplitude spectrum of magnetic flux densities in the air gap

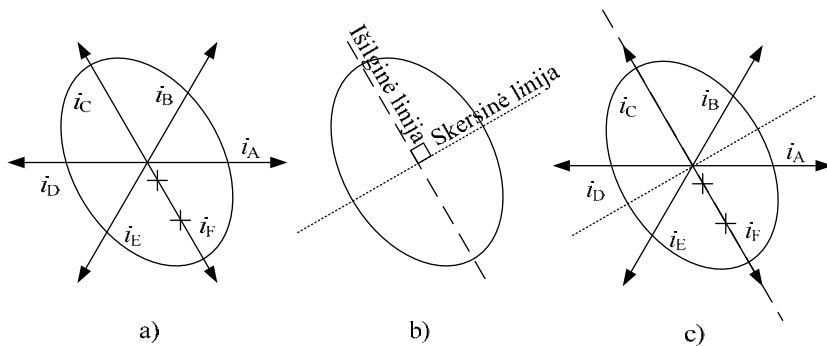
Siekiant išsiaiškinti, kokią poveikį trūkstamos statoriaus fazės turi magnetiniam srautui oro tarpe, atjungtos dvi gretimos fazės. Rezultatas pateiktas 3.12 paveiksle. Matoma pati mažiausia pagrindinė amplitudė lyginant su normaliuoju režimu (3.9 pav. d) – 5 % mažesnė, o 100 Hz spektro dedamosios amplitudės ir pagrindinės amplitudės santykis pats didžiausias – 6 % (3.12 pav. d). Magnetinis laukas magnetolaidyje pasiskirstęs netolygiau.

Statoriaus srovės atstojamojo vektoriaus ilgis (pagrindinė amplitudė, 3.12 pav. c) taip pat sumažėjęs – kritęs keturiais procentais. Tai gali būti magnetinio srauto tankių atstojamojo vektoriaus ilgio sumažėjimo priežastimi, nes vertės koreliuoja. Didžiausias šio režimo trūkumas – labai dideli viršsroviai, nes beveik nepakitusi galia (lyginant su normaliuoju režimu) pasiskirsto tarp keturių apvijų vietoje šešių.

3.3. Poavarinio režimo kompensatoriaus sudarymo metodika

Kompensuoti poavarinio režimo padarinius galima skaliariniu būdu, kuris nereikalauja grįžtamųjų ryšių ir, tuo pačiu, brangių matavimo įtaisų (Pitrėnas *et al.* 2017). Juo galima atstatyti apskritiminę suminio statoriaus srovių vektoriaus trajektoriją ir suvienodinti pavienių statoriaus fazinių srovių efektines vertes. Taip galima pagerinti dinaminių procesų dinaminį rodiklį ir apsaugoti variklio apvijas nuo viršsrovių.

Ankstesniame poskyryje pateikiami statoriaus maitinimo įtampų faziniai kampai vienam darbo taškui, tačiau, esant daugiau kaip vienam darbo taškui ar kitokioms poavarinio režimo sąlygoms, eksperimentinis optimalių taškų radimas tampa sudėtingu. Šiuo tikslu grindžiant veiksmus vektorinėmis diagramomis sudaryti eksperimentinės fazinių įtampų kampų paieškos principai. Taikant šiame poskyryje pateiktą algoritmą galima artėti prie optimalaus sprendinio.

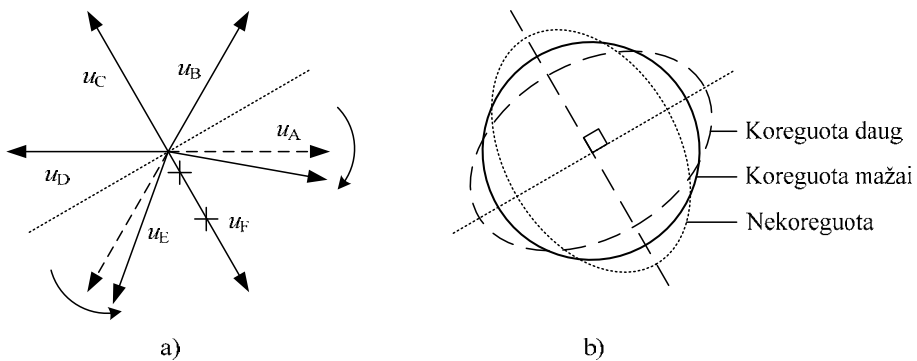


3.13 pav. Statoriaus srovių suminio vektoriaus trajektorija, kai trūksta fazės F: a) susieta su statoriaus apvijų išdėstymu; b) su pagalbinėmis linijomis, žyminčiomis simetriją; c) susieta su statoriaus apvijų faziniais kampais ir su pagalbinėmis linijomis

Fig. 3.13. Trajectory of stator current resultant vector under loss of phase F: a) fixed to stator windings distribution; b) with auxiliary lines marking symmetry; c) fixed to stator windings distribution and with auxiliary lines

Pirmiausia, vienos fazės trūkumo poavarinio režimo metu suminio statoriaus srovių vektorių trajektorija tampa elipsinė, tačiau nejudama statoriaus apvių atžvilgiu (3.13 pav. a). Šios trajektorijos elipsiškumą galima aprašyti ilgiausio ir trumpiausio spindulių santykiu, tačiau formuojant statoriaus įtampų vektorius yra labai svarbi šios elipsės kryptis. Elipsė yra simetriška ilgiausio ir trumpiausio spindulių kryptims, kurios šiame darbe pavadintos išilgine ir skersine linijomis (3.13 pav. b).

Galima pastebėti, kad poavarinio režimo metu suminio statoriaus srovių vektorių trajektorijos kryptis – išilginė linija – sutampa su trūkstamos fazės vektorių kryptimi (3.13 pav. c). Tai galioja visiems daugiafaziams varikliams. Šešiafazio variklio atveju, išilginė linija sutampa su vienos iš fazių vektoriumi ir skersinė linija nesutampa su jokios fazės vektoriumi. Fazinių kampų paieška kitokio fazių skaičiaus ar apvių išdėstymo daugiafaziams varikliams aptariama poskyrio pabaigoje.



3.14 pav. Statoriaus srovių suminio vektorių trajektorijos kompensavimas keičiant formuojamų statoriaus įtampų fazinius kampus: a) dviejų fazinių kampų koregavimo būdas, kai dvi fazės artinamos link nutrūkusios fazės; b) statoriaus srovių suminio vektorių trajektorijos prieš ir po kompensavimo

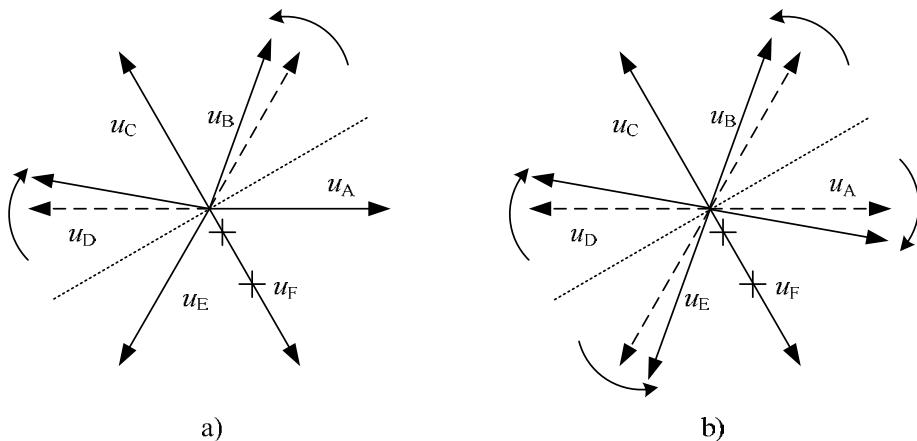
Fig. 3.14. Compensation for trajectory of stator current resultant vector by means of shifting generated stator voltage phase angles: a) approach by shifting of two phase angles closer to the lost phase; b) trajectories of stator current resultant vector before and after compensation

Vadovaujantis publikacija (Pitrėnas *et al.* 2017), eksperimentiškai nustatyta, kad suminio statoriaus fazinių srovių vektorių trajektorijos elipsiškumas priklauso nuo formuojamų statoriaus įtampų fazinius kampus. Paprasčiausias būdas

pavaizduoti šį kompensavimo principą yra braižant formuojamų statoriaus įtampų vektorių diagramą. 3.14 paveikslo a dalyje yra sužymėti statoriaus įtampų faziniai vektoriai, pažymėta trūkstama statoriaus fazė ir skersinė simetrijos linija. Taip pat 3.14 paveikslo a dalyje yra pažymėtos formuojamų statoriaus įtampų fazinių kampų postūmių kryptys.

Keičiant formuojamų statoriaus įtampų fazinių kampus kaip nurodyta 3.14 paveikslo a dalyje, gaunamas poveikis pavaizduotas 3.14 paveikslo b dalyje. Su fazinių kampų poslinkiu, kuris yra mažesnis nei 10 elektrinių laipsnių, eksperimentiškai gautos suminio statoriaus fazinių srovių vektorių trajektorijos, kurių dalis yra artimos apskritiminei ir dalis yra elipsinės, bet priešingos krypties nei nekompensuoto režimo atveju.

Suminio statoriaus fazinių srovių vektorių trajektorijos atstatymo į apskritiminę uždavinys turi daug sprendinių – yra labai didelis formuojamų statoriaus įtampų fazinių kampų poslinkių kombinacijų, duodančių tinkamą rezultatą. 3.14 paveiksle a dalyje pateiktas sprendinio paieškos būdas yra ne vienintelis, nes jame keičiami tik du faziniai kampai, tų fazių, kurios yra arčiausiai trūkstamos fazės. Identiską poveikį trajektorijai galima išgauti artinant kitus formuojamos įtampos vektorius link išilginės linijos, taip kaip pateikta 3.15 paveiksle.



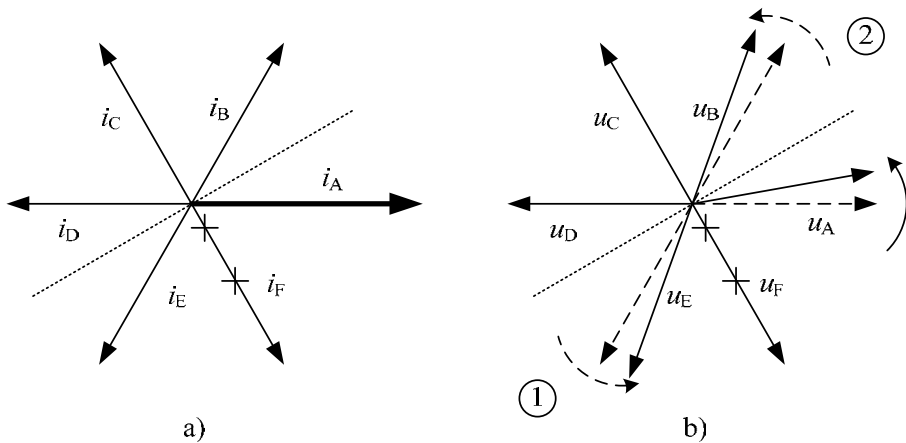
3.15 pav. Statoriaus srovių suminio vektorių trajektorijos kompensavimas keičiant formuojamų statoriaus įtampų fazinius kampus: a) dviejų fazinių kampų koregavimo būdas, kai dvi fazės artinamos link priešingos krypties nei nutrūkusios fazės; b) daugelio fazinių kampų koregavimo būdas

Fig. 3.15. Compensation for trajectory of stator current resultant vector by means of shifting generated stator voltage phase angles: a) approach by shifting of two phase angles closer to the opposite direction of the lost phase; b) approach by shifting of multiple phase angles

Kompensuojant suminio statoriaus fazinių srovių vektoriaus trajektoriją reikia laikytis simetrijos parenkant fazinių kampų poslinkius (3.14 pav. a ir 3.15 pav.). Naudojamas eksperimentinis tyrimų stendas leidžia keisti fazinius kampus po 1 laipsnį. Tokiu atveju tikslinga keisti visus reikiamus kampus vienodais poslinkiais – po 1 laipsnį. Nesilaikant tokio reikalavimo, trajektorijos nubrėžta elipsė keis kryptį ir nebesutaps su simetrijos linijomis. Tokį variantą gali pavykti sukompensuoti taikant sudėtingesnes fazinių kampų poslinkių kombinacijas, tačiau tai apsunkintų paiešką. Tikslingiau paprastesnį būdą kartoti, kol trajektorija atstatoma į apskritiminę.

Poslinkiai turi būti taikomi fazėms, kurios yra skirtingose išilginėse pusėse, tačiau tose pačiose skersinės simetrijos linijos pusėse (3.14 pav. a ir 3.15 pav.). Taip išlaikoma simetrija ir išvengiama tokių pačių sudėtingų situacijų, kurios gaunamos taikant skirtingas poslinkių vertes.

Apskritiminė suminio statoriaus fazinių srovių vektoriaus trajektorija nereikia simetriško fazinių srovių pasiskirstymo. Viena ar daugiau fazių gali būti stipriai išaugusios ir todėl gali susidaryti viršsroviai. Kompensuojant tik trajektoriją, ši vertė gali dar labiau išaugti. Tokiu tikslu formuojamos statoriaus įtampos fazinių kampų optimalumo kriterijus yra sudarytas iš dviejų reikalavimų: apskritiminės trajektorijos ir vienodų efektinių verčių.



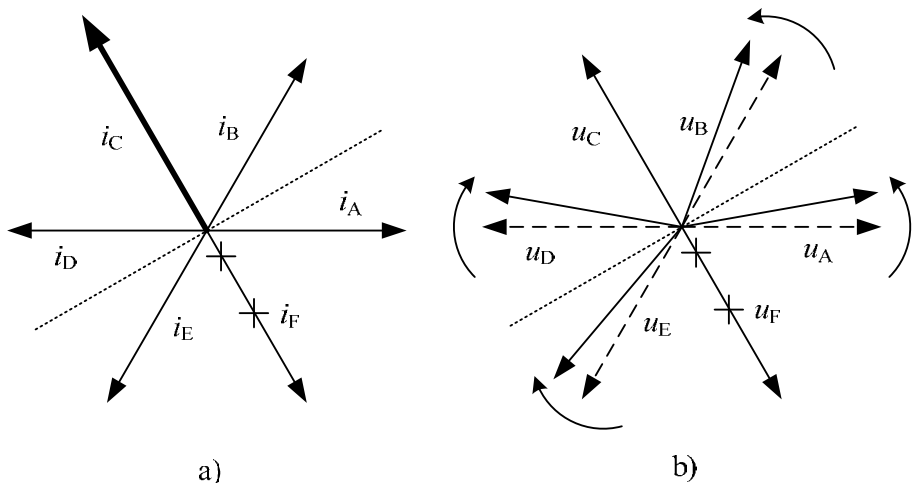
3.16 pav. Nevienodų statoriaus srovių efektinių verčių kompensavimas keičiant formuojamų statoriaus įtampų fazinius kampus:

a) nekompensuotos srovių amplitudės; b) įtampų fazinių kampų postūmiai

Fig. 3.16. Compensation for unequal effective values of stator currents by means of shifting generated stator voltage phase angles: a) uncompensated phase current amplitudes; b) voltage phase angles shift

Kompensuoti išaugusias statoriaus fazinių srovių efektines vertes tikslingiausia po apskritiminės suminio statoriaus fazinių srovių vektoriaus trajektorijos atstatymo. 3.16 paveikslo b dalyje pateiktas būdas keičia srovių efektines vertes (3.16 pav. a) beveik neįtakodamas trajektorijos. Skaičiais pažymėti du galimi variantai abu turi panašų poveikį mažinamai fazinei srovei. Tačiau čia galima pasirinkti, kuri srovė bus didinama. Kartojant šį veiksmą, srovės po kelių iteracijų yra suvienodinamos sukuriant mažą poveikį trajektorijai.

Taikant statoriaus fazinių srovių efektinių verčių būdą kitoms fazėms nei pateikta 3.16 paveikslo b dalyje, reikia laikytis simetrijos linijų. Galimi variantai yra simetriškai išilginei arba skersinei simetrijos linijai. Taip šešiafazio variklio poavarinio režimo atveju kompensuojamos keturios iš penkių fazių.



3.17 pav. Nevienodų statoriaus srovių efektinių verčių kompensavimas keičiant formuojamų statoriaus įtampų fazinius kampus, kai kompensuojama statoriaus srovė, kurios vektoriaus kryptis sutampa su išilgine simetrijos linija: a) nekompensuotos srovių amplitudės; b) įtampų fazinių kampų postūmiai

Fig. 3.17. Compensation for unequal effective values of stator currents by means of shifting generated stator voltage phase angles when the compensated stator current's vector direction matches the longitudinal symmetry line: a) uncompensated phase current amplitudes; b) voltage phase angles shift

Likusi fazės padėtis yra visiškai priešinga trūkstamai fazei (3.17 pav. a), todėl keisti jos įtampos fazinį kampą yra netikslinga – išilginė simetrijos linija ir vektorius ant jos yra atskaitos taškas. Toks atvejis sprendžiamas kitu būdu, pateiktu

3.17 paveiksle b dalyje. Visus įtampos fazinius kampus pasukant link kompensuojamos fazės vektoriaus, ši srovė sumažinama ir padidinamos visos likusios. Artinant mažiau nei keturis vektorius, pakistų suminio statoriaus fazinių srovių vektoriaus trajektorija.

Šie eksperimentinės paieškos principai reikalingi siekiant sumažinti iteracijų skaičių ieškant sprendinių. Dėl techninių sunkumų nėra galimybės atlikti dešimčių ar šimtų bandymų kiekvienam pasirinktam darbo taškui per priimtina laiką. Tai įtakoja pereinamųjų procesų trukmę, techninės įrangos pažangumas. Universalūs paieškos metodai, tokie kaip simpleksinis paieškos metodas, reikalaujant daug iteracijų siekiant gauti rezultatą identišką 3.11 paveiksle pateiktam atvejui. Todėl verta taikyti eksperimentines žinias.

Statoriaus maitinimo įtampų fazinių kampų eksperimentinės paieškos rezultatai pateikti 3.2 lentelėje.

3.2 lentelė. Eksperimentinės fazinių kampų paieškos rezultatai

Table 3.2. Experimental results of phase angle search

Nr.	Maitinimo įtampų faziniai kampai	Elipsiškumas	Didžiausios srovės amplitudė, A	Tikslo funkcijos rezultatas
1	[0° 60° 119° 180° 241° –]	0,277	2,285	1,300
2	[0° 60° 118° 180° 242° –]	0,255	2,277	1,245
3	[0° 60° 117° 180° 243° –]	0,238	2,290	1,235
4	[0° 60° 116° 180° 244° –]	0,229	2,309	1,307
5	[1° 60° 115° 180° 244° –]	0,216	2,359	1,440
6	[2° 60° 115° 180° 243° –]	0,161	2,945	1,545
7	[2° 61° 115° 179° 243° –]	0,090	2,891	1,391
8	[2° 61° 115° 178° 242° –]	0,040	2,787	1,346
9	[2° 61° 115° 177° 241° –]	0,067	2,670	1,085
10	[1° 60° 115° 177° 241° –]	0,072	2,522	1,134
11	[0° 59° 115° 177° 241° –]	0,082	2,517	1,062
12	[–1° 58° 115° 177° 241° –]	0,105	2,496	0,982
13	[–2° 58° 115° 176° 241° –]	0,119	2,461	0,965
14	[–2° 58° 115° 175° 240° –]	0,138	2,436	0,925

Taikant šiame poskyryje nurodytus maitinimo įtampų fazinių kampų koregavimo veiksmus buvo rasti parametrai, kuriais atstatytos srovių atstojamojo vektoriaus trajektorijos (3.10 pav. a) ir sumažinti viršsroviai (3.11 pav. a). Atliktos paieškos iteracijos yra pateiktos 3.2 lentelėje.

Atstatytos trajektorijos atveju (3.2 lentelė, 7 iteracija) statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus trajektorijos elipsiškumas siekia tik 4 %. Normaliojo režimo atveju gautas 3,6 % elipsiškumas. Įvertinus matavimo paklaidas, galima teigti, kad trajektorijos nesiskiria. Elipsiškumas apskaičiuotas taip:

$$e = 1 - \frac{b}{a}, \quad (3.3)$$

čia b – trumpasis elipsės spindulys, a – ilgasis elipsės spindulys.

3.2 lentelėje pateikiamas ir tikslo funkcijos rezultatas. Atliekant paiešką reikalingas rodiklis nusakantis, ar gauti parametrai pagerina valdomus procesus. Kądangi siekiama atstatyti vektoriaus apskritiminę trajektoriją ir sumažinti viršsrovius, sukurta tikslo funkcija yra:

$$f(e, I_A, I_B, I_C, I_D, I_E) = e + k \cdot \frac{\sigma(I_A, I_B, I_C, I_D, I_E)}{I_{\text{vid.}}} + \left(\frac{I_{\text{norm.r.}} - I_{\text{vid.}}}{I_{\text{norm.r.}}} \right)^2, \quad (3.4)$$

čia σ – standartinė nuokrypa, I_{A-E} – fazinių srovių amplitudės, $I_{\text{vid.}}$ – fazinių srovių vidurkis, $I_{\text{norm.r.}}$ – normaliojo režimo fazinių srovių amplitudžių vidurkis, k – viršsrovių kompensavimo svoris lygus 5.

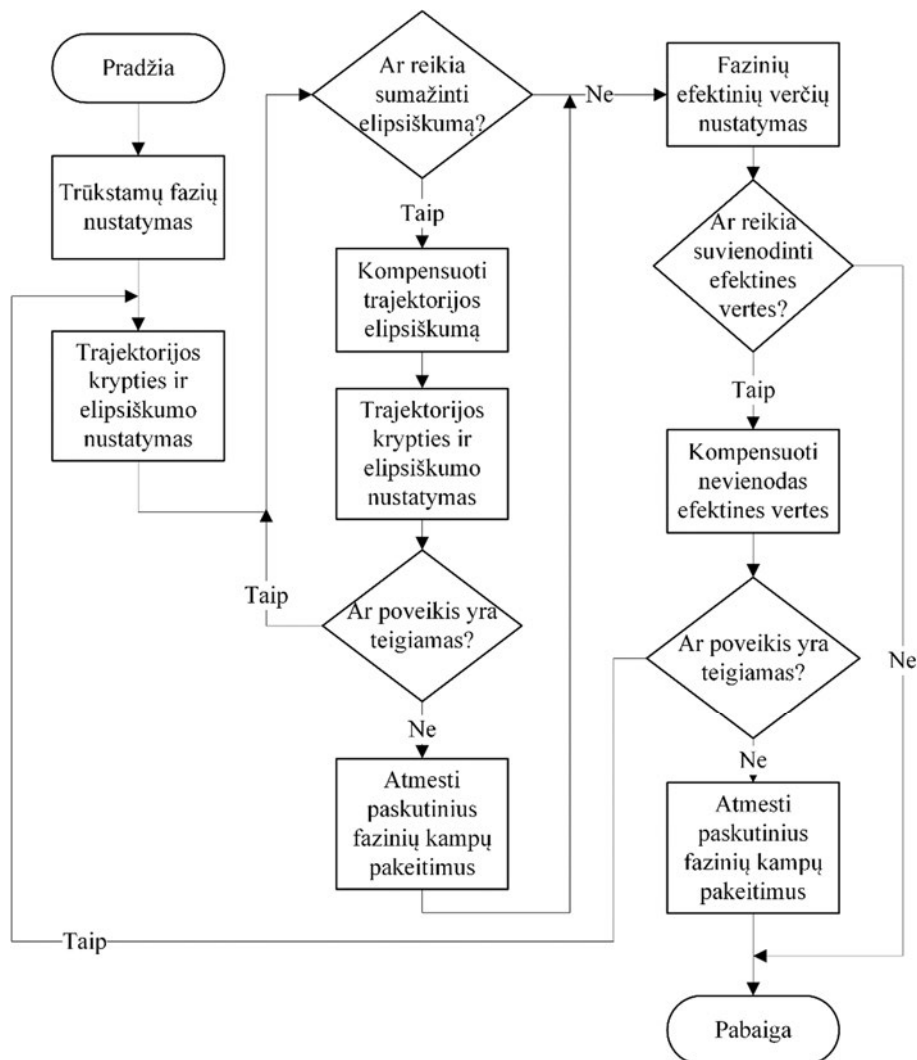
Siekiant tikslo funkciją taikyti bet kokių parametų varikliui, visi tikslo funkcijos nariai išreikšti santykiniais dydžiais, įskaitant standartinę nuokrypą. Užtikrinus, kad visų statoriaus srovių amplitudės yra lygios (standartinei paklaidai artėjant link nulio), gaunami mažiausi įmanomi viršsroviai. Sudaryta tikslo funkcija yra minimizavimo funkcija.

Jei paieškai būtų taikoma automatinė paieška ir tarpiniai rezultatai nėra validuojami, galima susidurti su situacija, kai dėl didelių fazinių kampų postūmių atstojamojo įtampų vektoriaus ilgis stipriai sumažėtų ir tai reikštų galios kritimą. Todėl paskutinis tikslo funkcijos narys yra santykinės paklaidos kvadratas, užtikrinantis, kad statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus ilgis išliktų artimas normaliojo režimo vektoriaus ilgiui.

Tikslo funkciją sudaro trys nariai, kurių įtaka nėra vienoda. Pirmojo ir antrojo narių reikšmingumas suvienodintas įvedus svorį k , t. y. vertinant nekompensuotą vienos nutrūkusios statoriaus fazės poavarinį režimą šie nariai yra apytikriai lygūs. Apskritiminės trajektorijos ir mažiausių viršsrovių užtikrinimas yra vieno-
dai svarbai. Įprastai trečiojo nario vertė yra pati mažiausias, tačiau viršytų likusius

narius, jei statoriaus srovių vidurkis lyginant su normaliuoju režimu kristų 30 % arba daugiau.

Atlikus fazinių kampų paiešką, maksimalią statoriaus srovių pagrindinės harmoniką pavyko sumažinti 9 % lyginant su nekompensuotu vienos trūkstantos fazės poavarinio režimo atveju. Šis rezultatas yra sąlyginis ir gali būti svarbus priklausomai nuo pavaros konstrukcijos, pavyzdžiui, apvijų izoliacijos.



3.18 pav. Statoriaus įtamos fazinių kampų paieškos algoritmas
Fig. 3.18. Search algorithm for stator voltage phase angles

Šis viršsrovių kompensavimo būdas būtų labai efektyvus poavariniuose režimuose, kuriuose trūksta daugiau nei vienos fazės. Pavyzdžiui, trūkstant dviejų gretimų fazių, viena iš srovių išaugo 126 % lyginant su normaliuoju režimu. Teoriškai šią vertę pavyktų sumažinti iki 50 %.

Bendru atveju galima laikytis tokios tvarkos: atstatyti trajektoriją, tada vienodinti sroves, vėliau patikrinti, ar nesugadinta trajektorija, ir esant poreikiui ciklą pakartoti. Smulkiau procesas išdėstytas 3.18 paveiksle – paieškos algoritme.

Dėl dažnio keitiklio valdymo programos ypatumų, maitinimo įtampų kampai keičiami vieno pilno laipsnio žingsniais. Tai sumažina iteracijų skaičių, bet tuo pačiu ir rezultato optimalumą.

Siekiant šiuos poavarinio režimo padarinių kompensavimo principus taikyti praktiškai, neužtenka pritaikyti vieno sprendinio. Skirtingomis sąlygomis gautami skirtingi sprendiniai tai pačiai pavarai. Pavyzdžiui, valdant greitį rastas sprendinys nebetiks. Reiktų taikyti reguliatorių, kuris keistų maitinimo įtampų fazinius kampus dinamiškai.

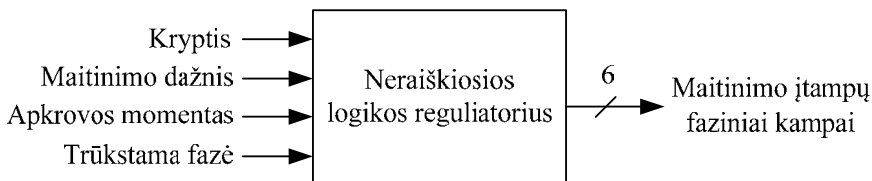
Jei užtenka reguliavimo pagal vieną kintamąjį, visiškai pakaktų verčių parinkimo lentelės (angl. *look-up table*). Jei įvertinama daugiau dydžių, pavyzdžiui, apkrovos srovė ar įtampos kryptis, tokia priemonė jau nebetenkintų poreikių.

Siūlomas sprendimas yra neraiškiosios logikos reguliatorius.

Neraiškiosios logikos reguliatoriui sudaryti naudotas Matlab programinis paketas Fuzzy Logic Toolbox, kuris siūlo Mamdani ir Sugeno tipo reguliatorius. Kadangi ekspertinės žinios apie sistemą apsiribotų eksperimentiškai gautais paieškos sprendiniais, taikomas Sugeno reguliatoriaus tipas.

Kartu su reguliatoriaus karkasu pateiktas ir automatinis apmokymo įrankis. Suvedus visus skirtingiems darbo taškams rastus sprendinius kaip apmokymo duomenis ir pasirinkus įėjimo ir išėjimo signalų struktūrą, automatiškai sudaromos visos lingvistinės taisyklės, bei priskiriamos vertės pasirinktai struktūrai.

Šešiafazės elektros pavaros poavarinio režimo padarinių kompensavimo sistemos su neraiškiosios logikos reguliatoriumi funkcinė schema pateikta 3.19 paveiksle.



3.19 pav. Poavarinio režimo kompensatoriaus funkcinė schema

Fig. 3.19. Functional block diagram of post-fault condition compensator

Dėl paprastumo apsiribota tokiais įėjimo signalais: variklio rotoriaus sukimosi kryptimi, statoriaus maitinimo įtampų faziniu dažniu, apkrovos momentu ir trūkstama faze (3.19 pav.). Kadangi tiriama skaliarinė U/f valdymo pavara, tai dažnio keitimas prilygsta greičio reguliavimui.

Jei vertinama, kad nutrūkusi fazė F, užtenka keturių fazinių kampų reguliatoriui apmokyti. Maitinimo įtampų fazinių kampų parinkimo lentelė (3.3 lentelė) sudaryta simetriškai, tačiau tai galioja ne visais atvejais. Pavyzdžiui, kai kurie varikliai yra suprojektuoti suktis viena kryptimi (kitokia statoriaus ir/ar rotoriaus griovelių konstrukcija).

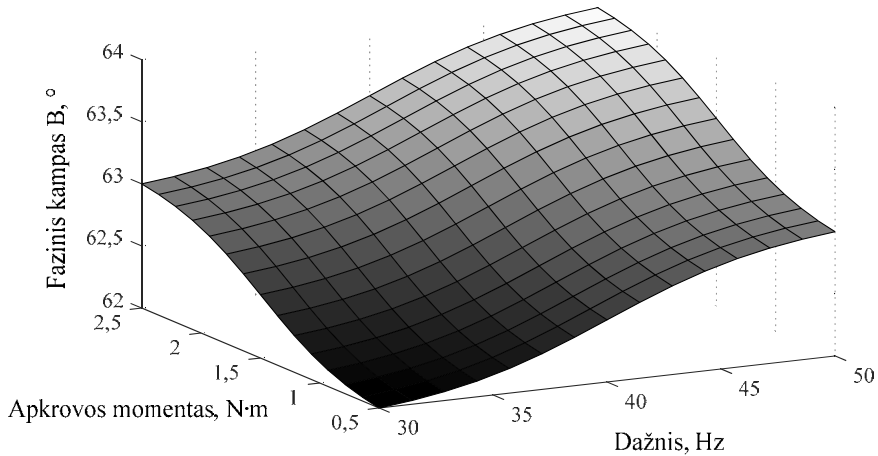
Laikoma, kad variklis yra simetriškas, todėl vadovaujantis 3.3 lentele užpildyta visa apmokymo duomenų lentelė. Joje numatyti atvejai kai trūksta kitos fazės nei F. Galutinis rezultatas – 48 įėjimo signalų rinkiniai kiekvienam iš išėjimo signalų.

3.3 lentelė. Maitinimo įtampų fazinių kampų parinkimo lentelė, kai fazė F yra atvira
Table 3.3. Source voltage phase angle selection table when stator phase F is open

			Maitinimo įtampų faziniai kampai, °					
Kryptis	Maitinimo dažnis, Hz	Apkrovos momentas, N·m	A	B	C	D	E	F
Pirmyn	50	0,5	3	63	120	180	245	300
Pirmyn	50	2,5	3	64	120	178	244	300
Pirmyn	30	0,5	2	62	120	180	244	300
Pirmyn	30	2,5	2	63	120	178	243	300
Atgal	30	0,5	356	60	120	178	238	300
Atgal	30	2,5	357	62	120	177	238	300
Atgal	50	0,5	355	60	120	177	237	300
Atgal	50	2,5	356	62	120	176	237	300

Taikant programinius Fuzzy Logic Toolbox įrankius apmokomas neraiškiosios logikos reguliatorius. Jis užtikrintų, kad visame numatytame įėjimo signalų diapazone reguliatorius išduotų reikšmes artimas optimalioms.

3.20 paveiksle pateikta vieno iš išėjimo signalų priklausomybė nuo maitinimo dažnio ir apkrovos momento. Matyti, kad pavaizduotame paviršiuje nėra trūkio taškų, o vertės priimtinos visame numatytame dažnių diapazone nuo 30 iki 50 Hz.



3.20 pav. Kompensatoriaus fazinio kampo B išėjimo priklausomybių paviršius

Fig. 3.20. Compensator surface of phase angle B output membership functions

Dėl neraiškiosios logikos reguliatorių ypatumų, yra įvairių galimybių nesusidėtingai pakoreguoti esamą rezultatą:

- pakeisti įėjimo ir išėjimo signalų struktūrą apmokymo metu;
- papildyti apmokymo duomenų lentelę naujais sprendiniais ir pakartotinai apmokinti reguliatorių;
- taikyti ekspertines žinias patikslinti priklausomybių funkcijų koeficientus tiesiogiai.

Naudotas keitiklis turi vieno laipsnio valdymo signalo žingsnį, todėl kompensatorius turi kvantuoti išėjimo signalus.

3.4. Trečiojo skyriaus išvados

1. Nustatyta, kad magnetinio srauto tankių atstojamojo vektoriaus trajektorija yra artima apskritiminei. Tokie rezultatai gauti ne tik normaliojo, bet ir poavarinio režimų metu, kai atjungta viena ar dvi gretimos šešiafazio variklio statoriaus fazės.

2. Sukurti fazinių kampų paieškos principai ir paieškinis algoritmas, skirti statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus trajektorijos kompensavimui ir statoriaus viršsrovių sumažinimui keičiant formuojamas statoriaus įtampas.
3. Taikant vektorinėmis diagramomis pagrįstus eksperimentinės paieškos principus pavyko atstatyti visiškai apskritiminę statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus trajektoriją – tokią kaip veikiant normaliuoju režimu.
4. Pagal paieškos algoritmą atlikus keturiolika iteracijų, viršsroviai sumažinti 9 %. Plačiai taikomos simpleksinės paieškos atveju, iteracijų skaičius būtų daug didesnis, o penkių kintamųjų uždavinys gali būti neišsprendžiamas.

Bendrosios išvados

1. Sukurtas neraiškiosios logikos reguliatorius vektoriniam tiesioginio momento valdymo būdui, kuris pakeičia histerezės kilpos reguliatorius bei įtampos vektorių parinkimo lentelę ir pagerina daugiafazės pavaros dinamines charakteristikas lyginant su tipiniu tiesioginio momento valdymu.
2. Pritaikius neraiškiają logiką tiesioginio momento valdymo pavarai, išspręstas pradinio magnetinio lauko kūrimo klausimas ir tuo pačiu apribotos magnetinio lauko nuokrypos.
3. Tiesioginis momento valdymas su neraiškiosios logikos reguliatoriumi pagerino dinamines rodiklius lyginant su tipiniu tiesioginio momento valdymo atveju – sumažino elektromagnetinio momento pulsacijas 26 %, o statoriaus magnetinio srauto – 26 %, kai užduotas mažas magnetinio srauto nuostatis (0,7 Wb). Uždavus didelę nuostačio vertę (2,1 Wb), elektromagnetinio momento pulsacijos sumažintos 8 %, o statoriaus magnetinio srauto – 35 %.
4. Nustatyta, kad magnetinio srauto tankių oro tarpe atstojamojo vektoriaus trajektorija yra artima apskritiminei. Tokie eksperimentiniai rezultatai gauti ne tik normaliojo, bet ir poavarinio režimų metu, kai atjungta viena ar dvi gretimos šešiafazio variklio statoriaus fazės.

5. Taikant statoriaus srovių ir įtampų vektorinėmis diagramomis pagrįstus paieškos principus pavyko atstatyti apskritiminę statoriaus srovių atstojamojo vektoriaus trajektoriją – tokią kaip normaliuoju režimu.
6. Pagal paieškos algoritmą atlikus keturiolika iteracijų, viršsroviai sumažinti 9 %. Plačiai taikomos simpleksinės paieškos atveju, iteracijų skaičius būtų daug didesnis, o penkių kintamųjų uždavinys gali būti neišsprendžiamas.
7. Sukurta neraiškiosios logikos reguliatoriaus sudarymo metodika statoriaus viršsrovių ir srovių atstojamojo vektoriaus trajektorijos kompensavimui įvairiuose darbo taškuose poavarinio režimo metu, kai trūksta vienos ar daugiau statoriaus fazių.

Literatūra ir šaltiniai

Abbas, M. A.; Christen, R.; Jahns, T.M. 1984. Six-phase voltage source inverter driven induction motor, *IEEE Transactions on Industry Applications* 20(5): 1251–1259.

Abdel-Khalik, S.; Elgenedy, M. A.; Ahmed, S.; Massoud, A. M. 2016. An improved fault-tolerant five-phase induction machine using a combined star/pentagon single layer stator winding connection, *IEEE Transactions on Industry Applications* 63(1): 618–628.

Abjadi, A. R.; Markadeh, G. A.; Soltani, J. 2010. Model following sliding-mode control of a six-phase induction motor drive, *Journal of Power Electronics* 10(6): 649–701.

Abu-Rub, H.; Iqbal, A.; Guzinski, J. 2012. *High Performance Control of AC Drives with Matlab/Simulink Models*. United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd. 492 p. ISBN 978-0-470-97829-0.

Ahmed, S. M. 2012. Model predictive current control of a quasi sixphase voltage source inverter, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE, Hangzhou, China, 2012*. 2036–2041.

Alnajjar, M.; Gerling, D. 2015. Model predictive control of six-phase variable frequency electrically excited starter generator for more electric aircraft, in *IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS, Sydney, NSW, Australia*. 23–28.

Andrese, E.; Bieniek, K. 1981. 6-phase induction motors for current-source inverter drives, in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS, Philadelphia, PA, 1981*: 607–618.

- Archana N.; Chudasama A. R. 2012. Control of designed developed six-phase induction motor, *International Journal of Electromagnetics and Applications* 2(5): 77–84.
- Baltatanu, A.; Florea, M. L. 2013. Multiphase machines used in electric vehicles propulsion, in *International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence ECAI, Pitesti, Romania, 2013*: 1–6.
- Barrero, F.; Duran, M. J. 2016. Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines—Part 1, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 449–458.
- Baškys, A.; Bleizgys, V.; Lipinskis, T. 2011. An analysis of the inverter overvoltage generated by the motor, *Electrical review* 87(5): 275–278. ISSN 0033-2097.
- Batista, G. R.; Salvadori, F.; Jacobina, C. B.; Freitas, I. S. 2013. Fault tolerant high performance drive system using six-phase induction machine, in *Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, Brazil, Brazil*: 786–792.
- Blaschke, F. 1972. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines, *Siemens Review* 39(5): 217–219.
- Bojoi, R.; Cavagnino, A.; Tenconi, A.; Vaschetto, S. 2016. Control of shaft-line-embedded multiphase starter/generator for aero-engine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 641–652.
- Bojoi, R.; Tenconi, A.; Vaschetto, S. 2010. Direct stator flux and torque control for asymmetrical six-phase induction motor drives, in *IEEE International Conference on Industrial Technology, Vina del Mar, Chile*. 1507–1512.
- Boldea, I.; Nasar, S. A. 2005. *Electric Drives*. Second edition. Boca Raton: Taylor & Francis, CRC Press. 544 p. ISBN 9780849342202.
- Bose, B. 2002. *Modern Power Electronics and AC Drives*. First edition. USA: Elsevier, Prentice Hall PTR. 736 p. ISBN 978-0130167439.
- Bose, B. 2006. *Power Electronics and Motor Drives*. First edition. San Diego: Elsevier, Academic Press. 851 p. ISBN 978-0-12-088405-6.
- Bukšnaitis, J. 2012. Electromagnetical efficiency of the six-phase winding, *Elektronika ir Elektrotechnika* 3(119): 3–6.
- Bukšnaitis, J. 2013. Research of electromagnetic parameters of single-layer three-phase and six-phase chain windings, *Elektronika ir Elektrotechnika* 19(9): 11–14.
- Bukšnaitis, J. 2015. Investigation and comparison of three-phase and six-phase cage motor energy parameters, *Elektronika ir Elektrotechnika* 21(3): 16–20.
- Cao, W.; Mecrow, B. C.; Atkinson, G. J.; Bennett J. W.; Atkinson D. J. 2012. Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA), *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59(9): 3523–3531.
- Cavagnino, A.; Tenconi, A.; Vaschetto, S. 2015. Experimental characterization of a belt-driven multi-phase induction machine for 48 V automotive applications: Losses and temperatures assessments, *IEEE Transactions on Industry Applications* 52(2): 1321–1330.

Cheng, F.; Yang, H.; Zhao, R.; Zhu, M. 2009. A PWM strategy for six-phase dual stator induction motor fed by two identical voltage source inverters, in *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2009, Tokyo, Japan*: 1–4.

Dente, J.; Labrique, F. 1985. Induction motor-current source inverter systems with phase number greater than 3, in *1st European Conference on Power Electronics and Applications EPE'85, Brussels, Belgium, 1985*: 3143–3147.

Ditmanson, C.; Hein, P.; Kolb, S.; Molck, J.; Bernet, S. 2014. A New Modular Flux-Switching Permanent Magnet Drive for Large Wind Turbines, *IEEE Transactions on Industry Applications* 50(6): 3787–3794.

Draou A.; Miloudi A. 2010. A simplified speed controller for direct torque neuro fuzzy controlled induction machine drive based on a variable gain PI controller, in *The 4th International Power Engineering and Optimization Conference, PEOCO 2010, Shah Alam, Selangor, Malaysia*: 533–538.

Duran, M. J.; Barrero, F. 2015. Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines—Part II, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 459–468.

Duran, M. J.; Gonzalez–Prieto, I.; Bermudez, M.; Barrero, F.; Guzman, H.; Arahal, M. R. 2016. Optimal fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with parallel converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 629–640.

Gamesa 5.0 MW – Gamesa Technological Corporation S.A. [interaktyvus]. 2013. [žiūrėta 2016 m. rugsėjo 15 d.]. Prieiga per internetą: <http://www.gamesacorp.com/recursos/doc/productosservicios/aerogeneradores/catalogo-g10x-45mw.pdf>.

Golubev, A. N.; Ignatenko, S. V. 2000. Influence of number of stator-winding phases on the noise characteristics of an asynchronous motor, *Russian Electrical Engineering* 71(6): 41–46.

Gonzalez–Prieto, I.; Duran, M. J.; Barrero, F. J. 2016. Fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with variable current injection, *IEEE Transactions on Power Electronics* (99): 7894–7903.

Gopakumar, K.; Sathiakumar, S.; Biswas, S. K.; Vithayathil, J. 1984. Modified current source inverter fed induction motor drive with reduced torque pulsations, *IEE Proceedings B - Electric Power Applications* 131(4): 159–164

Goyal, G. N.; Aware, M. V. 2012. A comparative performance of six-phase nine switch inverter operation with SPWM and SVPWM, in *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2012, Bengaluru, India*: 1–6.

Guzman, H.; Duran, M. J.; Barrero, F.; Zarri, L.; Bogado, B.; Gonzalez–Prieto, I.; Arahal, M. R. 2015. Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 606–617.

Hasse, K. 1969. *On the dynamics of speed control of a static AC drive with a squirrel-cage induction machine*, PhD Dissertation, Tech. Hochsch. Darmstadt.

- Jacobina, C. B.; Miranda, R. S.; Correa, M. B. D. R.; Lima, A. M. N. 2004. Disturbance-free operation of a six-phase AC motor drive system, in *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, 2004, Aachen, Germany, Germany*. 925–931.
- Jones, M.; Patkar, F.; Levi, E. 2013. Carrier-based pulse-width modulation techniques for asymmetrical six-phase open-end winding drives, *IET Electric Power Applications* 7(6): 441–452.
- Karttunen, J.; Kallio, S.; Peltoniemi, P.; Silventoinen, P. 2015. Current harmonic compensation in dual three-phase PMSMs using a disturbance observer, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 583–594.
- Kianinezhad, R.; Mobarakeh, B. N.; Baghli, L.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2008a. Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(5): 1966–1977.
- Kianinezhad, R.; Alcharea, R.; Nahid, B.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2008b. Analysis and evaluation of DTC and FOC in open phase fault operation of six-phase induction machines, in *The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON 2008, Ajaccio, France*: 447–452.
- Kim, H.; Shin, K.; Englebreton, S.; Frank, N.; Arshad, W. 2013. Analytical model of multiphase permanent magnet synchronous machines for energy and transportation applications, in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC 2013, Chicago, IL, USA*: 172–179.
- Kohlrusz, G.; Fodor, D. 2011. Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors, *Hungarian Journal of Industrial Chemistry* 39(2): 265–270.
- Kominami, T.; Fujimoto, Y. 2004. Dynamic model and control of six-phase spiral motor, in *The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, AMC '04, 2004, Kawasaki, Japan*: 629–633.
- Kong, W.; Huang, J.; Qu, R.; Kang, M.; Yang, J. 2016. Nonsinusoidal power supply analysis for concentrated-full-pitch-winding multiphase induction motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 574–582.
- Kundrotas, B. 2013. Sutelktosios dvisluoksnės šešiafazės apvijos sudarymas, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 5(2): 160–163. Vilnius: Technika. ISSN 2029-2341.
- Kundrotas, B. 2014. Šešiafazių asinchroninių variklių pereinamųjų vyksmų tyrimas. Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 103 p.
- Kundrotas, B.; Lisauskas, S.; Rinkevičienė, R. 2011. Model of multiphase induction motor, *Elektronika ir Elektrotechnika* 5(111): 111–114. ISSN 1392-1215.
- Kundrotas, B.; Petrovas, A.; Rinkevičienė, R.; Smilgevičius, A. 2014. Research of six-phase induction motor windings. *Elektronika ir Elektrotechnika* 1(20): 15–18. ISSN 1392-1215.
- Leonhard, W. 2001. *Control of Electrical Drives*. 3rd edition. Berlin: Springer. 460 p. ISBN 3-540-41820-2.

Levi, E. 2008. Multiphase electric machines for variable-speed applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(5): 1893–1909.

Levi, E. 2016. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 433–448.

Levi, E.; Bojoi, R.; Profumo, F.; Toliyat, H. A.; Williamson, S. 2007. Multiphase induction motor drives – a technology status review, *IET Electric Power Applications* 1(4): 489–516.

Levi, E.; Jones, M.; Vukosavic, S. N. 2006. A series-connected two-motor six-phase drive with induction and permanent magnet machines, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 21(1): 121–129.

Levi, E.; Jones, M.; Vukosavic, S. N.; Toliyat, H. A. 2008. Steady-state modeling of series-connected five-phase and six-phase two-motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications* 44(5): 1559–1568.

Lipinskis, T. 2013. Daugiafazių dažnio keitiklių įtampos formavimo metodų analizė, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 5(2): 119–123. ISSN 2029-2341.

Lipinskis, T. 2014. Asimetrisinis erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas šešių fazių įtampai formuoti, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 6(2): 168–171. ISSN 2029-2341.

Lipinskis, T.; Baškys, A.; Bleizgys, V.; Platakis, A. 2014. True six-phase space vector modulation scheme with reduced low order harmonics, *Elektronika ir Elektrotechnika* 9(20): 46–49. ISSN 1392-1215.

Lipinskis, T.; Baškys, A.; Rutkauskas, A. 2013. Six-phase voltage forming method using the largest magnitude space vectors, *Elektronika ir Elektrotechnika* 19(10): 99–102. ISSN 1392-1215.

Lipinskis, T.; Bleizgys, V. 2016. Šešių fazių dažninės pavaros eksperimentinis tyrimas, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 8(3): 339–344. ISSN 2029-2341.

Lipinskis, T.; Zlosnikas, V. 2015. Erdvinių vektorių perjungimo tvarkos įtaka komutavimo triukšmams dažnio keitiklio išėjimo įtampoje, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 7(3): 357–360. ISSN 2029-2341.

Mansour, N.; Djahbar, A.; Mazari, B. 2008. Matrix converter for six-phase induction machine drive system, *Acta Electrotechnica et Informatica* 8(2): 64–69.

Markadeh, G. R. A.; Soltani, J.; Abjadi, N. R.; Hajian, M. 2009. Sensorless control of a six-phase induction motors drive using FOC in stator flux reference frame, *World Academy of Science, Engineering and Technology* 58: 890–896.

Metidji, B.; Taib, N.; Baghli, L.; Rekioua, T.; Bacha, S. 2012. Low-cost direct torque control algorithm for induction motor without AC phase current sensors, *IEEE Transactions on Power Electronics* 27(9): 4132–4139.

Microsemi. Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation [interaktyvus]. 2013. [žiūrėta 2016 m. rugsėjo 15 d.]. Prieiga per internetą: http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide.

Miranda, R. S.; Toliyat, H. A.; Jacobina, C. B.; Lima, A. M. N. 2007. Short-circuit fault mitigation in six-phase induction machine drives, in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2007, Arlington, TX, USA*: 370–376.

Moghadasian, M.; Kianinezhad, R.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2010. Torque ripple minimization in direct torque control of six-phase induction machines using fuzzy inference systems, in *XIX International Conference on Electrical Machines, ICCEM 2010, Rome, Italy*. 1–6.

Munim, W. N. W. A.; Che, H. S.; Hew, W. P. 2016. Fault tolerant capability of symmetrical multiphase machines under one open-circuit fault, in *4th IET Clean Energy and Technology Conference, CEAT 2016, Kuala Lumpur, Malaysia*: 1–6.

Nabi, H. P.; Dadashi, P.; Shoulaie, A. 2011. A novel structure for vector control of symmetrical six-phase induction machines with three current sensors, *ETASR – Engineering, Technology and Applied Science Research* 1(2): 23–29.

Nanoty, A.; Chudasama, A. R. 2012. Control of designed developed six-phase induction Motor, *International Journal of Electromagnetics and Applications* 2(5): 77–84.

Nategh, S.; Ghasemi, A.; Kianinezhad, R.; Seifossadat, S. Gh.; Saneie, M. 2008. An improved fuzzy model based sensorless control for six-phase induction machines, in *3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2008, Singapore, Singapore*: 1469–1474.

Nguyen, N. K.; Meinguet, F.; Sandulescu, P.; Semail, E.; Kestelyn, X. 2015. Fault-tolerant operation of an open-end winding five-phase PMSM drive with short-circuit inverter fault, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 595–605.

Oleschuk, V.; Bojoi, R.; Griva, G.; Profumo, F. 2007. Six-phase drives with combined synchronized space-vector modulation, in *The International Conference on "Computer as a Tool", EUROCON 2007, Warsaw, Poland*. 1864–1871.

Oleschuk, V.; Griva, G. 2009. Synchronous PWM control of dual neutral clamped converters for electric vehicle drive, in *International Conference on Clean Electrical Power, 2009, Capri, Italy*: 574–579.

Oleschuk, V.; Ermuratskii, V. 2014. Combined topology of quad-inverter six-phase motor drive with synchronized PWM, in *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, PEMC 2014, Antalya, Turkey*. 973–978.

Patel, V. I.; Wang, J.; Nugraha, D. T.; Vuletic, R.; Tousen, J. 2015. Enhanced availability of drivetrain through novel multiphase permanent-magnet machine drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 469–480.

Pavithran, K. N.; Parimelalagan, R.; and Krishnamurthy, M. R. 1988. Studies on inverter fed five-phase induction motor drive, *IEEE Transactions on Power Electronics* 3(2): 224–235.

Pitrėnas, A. 2014. Modelling of inverter fed six-phase motor. *65-oji mokslinė ir techninė konferencija studentams ir magistrantams: mokslinių straipsnių rinkinys*. Minskas. 417–421. ISBN 978-985-530-380-1.

Pitrėnas, A. 2017. Srovių sistemos šešiafazėje dažninėje asinchroninėje pavaroje kompensavimas esant poavariniam režimui. Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 103 p.

Pitrėnas, A.; Uznys, D. 2016. Tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinės šešiafaziam dažnio keitiklyje, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 8(3): 345–350. ISSN 2029-2341.

Renukadevi, G.; Rajambal, K. 2012. Generalized d-q model of n-phase induction motor drive, *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering* 6(9): 1066–1075.

Renukadevi, G.; Rajambal, K. 2013. Modeling and Analysis of Multi-Phase Inverter Fed Induction Motor Drive with Different Phase Numbers, *Transactions on Systems and Control* 8(3): 73–80.

Reznik, L. 1997. *Fuzzy Controllers*. Newness, Printed in Great Britain by Biddles Ltd, Guildford and King's Lynn: 307 p.

Santos, E. C.; Jacobina, C. B.; Rocha, N.; Silva, E. R. C. 2010. Parallel converters supplying a six-phase machine with circulating current cancellation, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010, Atlanta, GA, USA*. 3883–3888.

Santos, E. C.; Jacobina, C. B.; Silva, O. I. 2011. Six-phase machine drive system with nine-switch converter, in *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2011, Melbourne, VIC, Australia*. 4204–4209.

Shao, L.; Hua, W.; Dai, N.; Tong, M.; Cheng, M. 2015. Mathematical modeling of a 12-phase flux-switching permanent-magnet machine for wind power generation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 504–516.

Sheidaei, F.; Sedighzadeh, M.; Mohseni-Zonoozi, S. H.; Alinejad-Beromi, Y. A. 2007. A fuzzy logic direct torque control for induction motor sensorless drive, in *42nd International Universities Power Engineering Conference, UPEC 2007, Brighton, UK*. 197–202.

Taheri, A.; Rahmati, A.; Kaboli, S. 2012. Comparison of efficiency for different switching tables in six-phase induction motor DTC drive, *Journal of Power Electronics* 12(1): 128–135.

Toufouti, R.; Meziane, S.; Benalla, H. 2007. Direct torque control for induction motor using intelligent techniques, *Journal of Theoretical and Applied Information Technology* 3(3): 35–44.

Vukosavic, S.N.; Jones, M.; Levi, E.; Varga, J. 2005. Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine, *Electric Power Systems Research* 75(2–3): 142–152.

Wang, H.; Zhao, R.; Cheng, F.; Yang, H. 2011. Six-phase induction machine driven by the matrix converter, in *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2011, Beijing, China*: 1–5.

Ward, E. E.; Härer, H. 1969. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 116(6): 980–984.

Zadeh, L. A. 1965. Fuzzy sets, *Information and Control* 8(3): 338–353.

Zhang, G.; Hua, W.; Cheng, M.; Liao, J. 2016. Design and comparison of two novel six-phase hybrid-excited flux-switching machines for EV/HEV applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(1): 481–493.

Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Pitrėnas, A.; Uznys, D.; Beištaras, D. 2017. Production of Circular Stator Current Trajectory in Multi-Phase Induction Drive Under Open Phase Fault Condition. *Balkan Journal of Electrical & Computer Engineering* 5(1): 1–4. ISSN: 2147-284X.

Uznys, D. 2015. Šešiafazio variklio modeliavimas, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 7(3): 361–364. ISSN 2029-2341.

Lisauskas, S.; Udris, D.; Uznys, D. 2013. Direct torque control of induction drive using fuzzy controller, *Elektronika ir elektrotechnika* 19(5): 13–16. ISSN 1392-1215. (Clarivate Analytics Web of Science).

Straipsniai kituose leidiniuose

Rinkevičienė, R.; Savickienė, Z.; Uznys, D.; Pitrėnas, A.; Šlepikas, A. 2017. Scalar control of six-phase induction motor, in *Open conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream): proceedings of the conference*, April 27, 2017, Vilnius, Lithuania / Organized by: Vilnius Gediminas technical university. New York: IEEE, 2017. 1–6. ISBN 9781538639986. (Clarivate Analytics Web of Science).

Summary in English

Introduction

Formulation of the problem

Based on scientific literature research multi-phase electric induction machines are gaining interest. These motors have numerous advantages when compared to three-phase induction machines. Main advantages being lower stator phase currents, higher efficiency, lower levels of higher order current harmonics and, most importantly, the ability to reliably continue operation with the loss of one or more stator phases. Control and post-fault condition compensation methods of multi-phase drives are becoming increasingly popular research topics.

The spread of multi-phase machines is limited by absence of multi-phase electric grid. Therefore, they are used in localized systems where three-phase grid voltage is converted to required multi-phase voltage source.

A six-phase induction direct torque controlled drive using fuzzy logic controller is researched in the current thesis. Compensation of post-fault condition effects using scalar control and fuzzy logic controller is researched as well.

Relevance of the thesis

High reliability of multi-phase machines is the reason of their application in defence and aeronautics industries, nuclear energetics, etc. Growing electric and hybrid cars market is supporting the spread of these machines due to their ability to manage reliable work in post-fault conditions. Research into torque and velocity controlled drives is relevant.

Compared to normal operating conditions the post fault mode has power loss and distortions in stator current system and magnetic field. Compensation of these aftereffects requires their precise evaluation. Based on scientific literature survey the most common approach is evaluating the aftereffects based on calculation magnetic flux instead of direct measurement. Magnetic flux research is relevant to development of post-fault condition compensation methods.

Object of the research

The research object is the six-phase electric induction drives control methods designed for normal operating and post-fault conditions.

Aim of the thesis

The main aim of the thesis is development of six-phase induction drive control methods using fuzzy logic controllers for improved performance of stator currents and magnetic flux production.

Tasks of the thesis

The aim of this thesis can be achieved by accomplishing these tasks:

1. Development of fuzzy logic controller for direct torque control method that would improve dynamic qualities of a multi-phase drive.
2. Development of search method for finding stator voltage phase angles that are used in of post-fault condition compensation method.
3. Development of controller for compensation of over-currents and elliptic trajectory of stator current resultant vector in post-fault conditions.

Research methodology

Six-phase motors and drives are researched in this thesis using mathematical modelling. Simulations were carried out using Matlab Simulink software. Experiments of six-phase transients were carried out for normal operating mode and post-fault conditions. Experimental test rig consisted of six-phase induction motor, six-phase voltage source inverter, mechanical load – DC generator, rotary speed and torque sensor, current sensors, magnetic flux sensors, data acquisition board.

Experiments were carried out in Vilnius Gediminas technical university Faculty of electronics Department of automation (recently renamed to Department of electrical engineering). The data acquisition board that was used in research is owned by State research institute Center for Physical Sciences and Technology.

Scientific novelty of the thesis

The following results that are relevant to Electrical and Electronic engineering field of science were obtained:

1. New controller for direct torque control method of six-phase induction drives using fuzzy logic was developed.
2. New search method for finding stator voltage phase angles that are used in six-phase scalar control drive post-fault condition compensation of

over-currents and stator current resultant vector trajectory was developed.

3. New controller for compensation of over-currents and elliptical stator current resultant vector trajectory in post-fault conditions using fuzzy logic was developed.

Practical value of the research findings

Based on this thesis results multi-phase induction drives can be designed and researched. Developed simulation models can be used for multi-phase drive research in real time.

Developed computer models of six-phase induction drives can be used for further research and development of drive control methods.

Developed experimental test rig of six-phase induction frequency drive will be used for future works.

Defended statements

1. Developed fuzzy logic controller for direct torque control method reduces ripples of electromagnetic torque by 8% and more, it also reduces ripples of stator's magnetic flux by 26% and more when compared to typical direct torque control method.
2. Developed search method that consists of objective function, iterations based on vector diagrams and a search algorithm finds stator voltage phase angles that reduce over-currents and ellipticity of stator current resultant vector trajectory in post-fault conditions.
3. Developed fuzzy logic controller for post-fault condition compensation reduces over-currents and ellipticity of stator current resultant vector trajectory using multiple feedback signals.

Approval of the research findings

The research results are published in 4 scientific publications: one article is printed in a peer-reviewed scientific journals listed in a Clarivate Analytics Web of Science database and having impact factor (Lisauskas *et al.* 2013); one in international conference proceedings listed in Clarivate Analytics Web of Science database (Rinkevičienė *et al.* 2017); two articles are printed in peer-reviewed scientific journals listed in other databases (Uznys 2015; Pitrenas *et al.* 2017).

The research results were given 9 presentations in scientific conferences:

- Lisauskas, S.; Udris, D.; Uznys, D. 2013. Direct Torque Control of Induction Drive Using Fuzzy Controller. 17th International Conference "Elektronika 2013". Palanga, Lithuania, 17–19 June 2013.
- Uznys, D. 2014. Šešiafazio variklio modeliavimas. 17th Lithuanian conference "Science – Future of Lithuania". Vilnius, Lithuania, 21 March 2014.

- Uznys, D. 2015. Šešiafazio variklio valdymas. 18th Lithuanian conference “Science – Future of Lithuania”. Vilnius, Lithuania, 20 March 2015.
- Uznys, D. 2016. Šešiafazio variklio gedimo režimo modeliavimas. 19th Lithuanian conference “Science – Future of Lithuania”. Vilnius, Lithuania, 18 March 2016.
- Pitrenas, A.; Uznys, D. 2016. Daugiafazio variklio apskritiminės srovės trajektorijos kūrimas asimetriniu darbo režimu. Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences, eStream 2016. Vilnius, Lithuania, 19 April 2016.
- Uznys, D. 2017. Modeling of Six-Phase Induction Drives in Post-Fault Conditions. Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences, eStream 2017. Vilnius, Lithuania, 27 April 2017.
- Rinkevičienė, R.; Savickienė, Z.; Uznys, D.; Pitrenas, A.; Šlepikas, A. 2017. Scalar Control of Six-Phase Induction Motor. Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences, eStream 2017. Vilnius, Lithuania, 27 April 2017.
- Uznys, D.; Pitrenas, A.; Beištaras, D.; Lisauskas, S. 2017. Direct Measurement of Six-Phase Induction Drive Magnetic Flux in the Air Gap. 13th International Conference “Mechatronic Systems and Materials”. Vilnius, Lithuania, 3–5 July 2017.
- Rinkevičienė, R.; Savickienė, Z.; Lisauskas, S.; Petrovas, A.; Uznys, D.; Pitrenas, A.; Šlepikas, A. 2017. Fuzzy Controllers in Rotor Flux Orientation Control System of Six-Phase Induction Motor. 13th International Conference “Mechatronic Systems and Materials”. Vilnius, Lithuania, 3–5 July 2017.

Structure of the dissertation

The dissertation consists of introduction, three chapters and general conclusions.

The dissertation consists of 98 pages, excluding three annexes. It includes 51 figures, 9 tables, and 48 numerated equations. In total 94 references are cited in the thesis.

1. Survey and analysis of multi-phase electric drives

Multi-phase electric machines can be controlled using control methods of the three-phase machines. This includes scalar and vector control methods such as U/f and direct torque control.

In regards to control methods, three-phase machines do not have compensation methods for loss of one or more stator phase. This fault in a three-phase drive results in significant power loss which is not the case for multi-phase drives. Therefore, compensation methods are relevant to multi-phase drives that can maintain reliable operating mode in post-fault conditions.

The typical solution for managing post-fault conditions is disabling three windings that have symmetrical winding distribution, i.e. 120 electrical degrees between phases.

This keeps the machine symmetric and, therefore, easy to control. Typically, each set of three phases has a separate three-phase source inverter.

This solution is acceptable for multi-phase drives that have great number of phases, e.g. 15 or 21. For drives with low number of windings, such as six-phase machines, this would mean significant power loss. Without more refined compensation methods, multi-phase drives are limited to very high powered application such as ship propulsion systems.

Interest in electric cars means increasing interest in average powered multi-phase drives. These have the advantage of reliability in post-fault conditions when compared to three-phase drives. Most faults can be solved by isolating problematic phases, e.g. disabling a short-circuited inverter transistor using fuses.

Aftereffects of loss of one or more stator phases include stator over-currents that can cause further damage to the machine and the inverter. Then there is also ellipticity of rotating magnetic field that increases electric losses and can cause electromagnetic torque ripples. Typically, investigation of rotating magnetic field is limited to calculations based on stator currents. Research based on direct magnetic flux measurement are scarce.

A compensation method for a six-phase frequency drive was developed by researchers of the same department in the university. The main principle is producing source voltage with shifted phase angles, e.g. setting phase angles to $[-6^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 243^\circ, -]$ instead of the typical $[0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, -]$ when sixth phase is lost. Research results proved that stator over-currents were reduced. Ellipticity of stator current resultant vector trajectory was reduced also.

In this thesis the aforementioned post-fault condition compensation method is investigated. A search method for finding source voltage phase angles is developed.

Fuzzy logic is a concept for implementing non-linear controllers based on expert knowledge of the system. By expressing the process in a “if-then” syntax, fuzzy logic controllers are designed and used in all kinds of automatic control systems. They are used for solving various problems when PID controllers and look-up tables are not enough.

2. Six-phase drive modelling and control in normal operating condition

Direct torque control (DTC) method is considered a very precise method. It has the advantages of precise speed control when speed feedback is used. It can also be used in sensorless mode when speed feedback is not used and electromagnetic torque is controlled directly. This is a vector control method which does not rely on a PWM generator. The output of control loop is not duty cycle and instead the inverter arms are controlled directly.

Typical DTC method has two input parameters: stator's magnetic flux reference $\Psi_{s,ref}(t)$ and electromagnetic torque reference $T_{e,ref}(t)$. In standard applications, magnetic flux reference is set to a constant and torque reference is a dynamic value – a feedback signal processed by a PID controller. In typical DTC method these input methods are processed in two steps: firstly, by a dedicated hysteresis bands and, secondly, by a selection table for voltage vector.

Electromagnetic torque and stator's magnetic flux ripples are considered as disadvantages of this control method. In this thesis a controller is designed for reducing these ripples. Fuzzy logic is used. The proposed controller replaces the hysteresis bands and

vector selection table completely. Functional block diagram of the modified DTC is presented in figure S2.1.

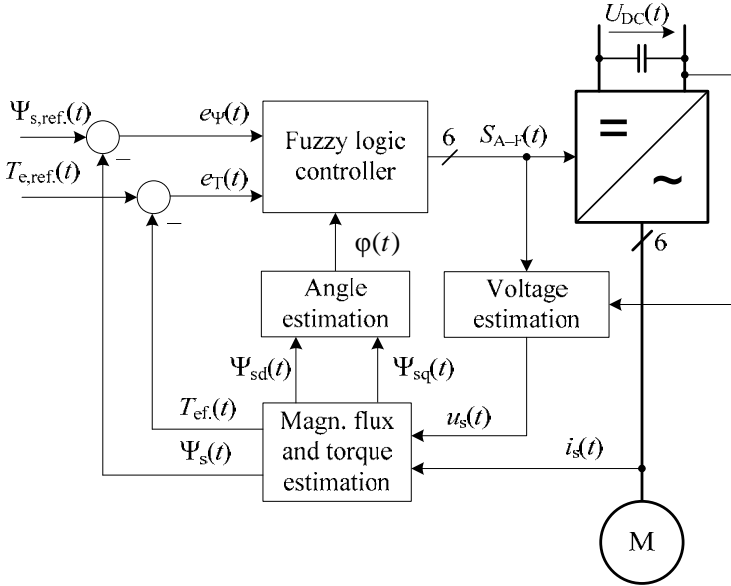


Fig. S2.1. Functional block diagram of direct torque fuzzy control

In figure S2.1, input signals and estimated parameters are exactly the same as in typical DTC scheme. The fuzzy logic controller replaced vector selection but it did keep the same principles of operation. Based on three values – two error values and estimated electromagnetic flux angle – a stator source voltage vector is produced. The vector selection table is used as rules for fuzzy logic controller. It is presented in table S2.1.

Table S2.1. Rules for fuzzy logic controller

e_ψ	e_T	S. 1	S. 2	S. 3	S. 4	S. 5	S. 6
$\gg 1$	–	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6
+1	+1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1
	0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0
	–1	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
–1	+1	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2
	0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7
	–1	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4
$\ll -1$	–	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3

In table S2.1, lines 2 to 7 match the typical selection table while lines 1 and 8 are introduced as means of initial stator magnetic flux production and handling of big dynamic flux errors.

Typical DTC and DTC with fuzzy logic controller (DTFC) was simulated in multiple operating conditions:

- soft start with acceleration of 100 rad/s^2 (time 0 to 0.5 s),
- no-load mode at velocity of 50 rad/s (time 0.5 to 1.5 s),
- load of $25 \text{ N}\cdot\text{m}$ (time 1.5 to 4.5 s),
- no-load mode (time 4.5 to 5.5 s),
- breaking with deceleration of 100 rad/s^2 (time 5.5 to 6.0s).

DTC input signals are identical in both cases: stator's magnetic flux reference is set to 0.7 Wb and electromagnetic torque reference is set by PID control of speed feedback signal. This PID controller is designed for speed control performance and maximum simulated speed error is 1%. Simulated electromagnetic torque shows that the ripples are reduced when fuzzy logic controller is used. These simulation results are presented in figure S2.2.

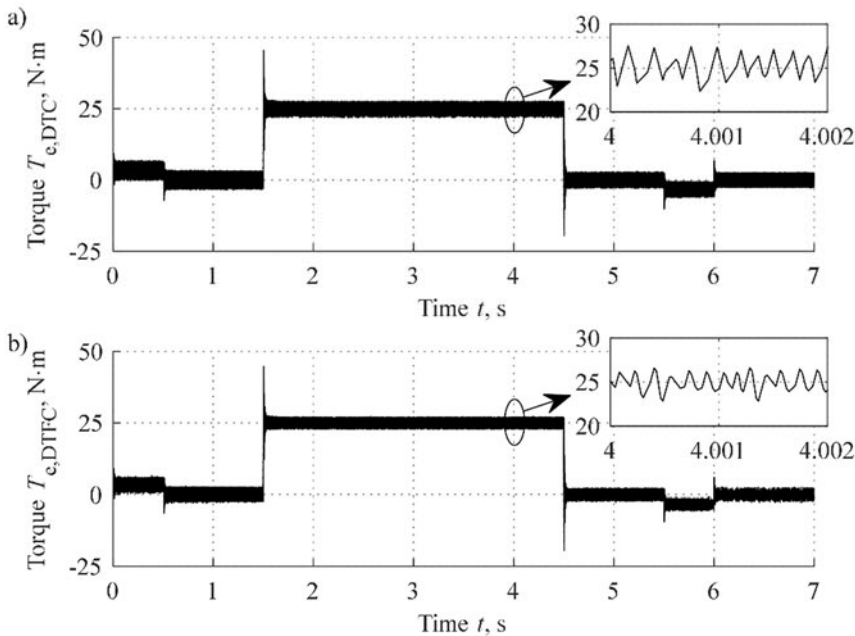


Fig. S2.2. Simulated electromagnetic torque transients of drive using vector control: a) typical direct torque control; b) direct torque control with fuzzy logic controller

In figure S2.2, electromagnetic torque response is consistently better in DTFC method as seen by the oscillation amplitude. Stator's magnetic flux response shows similar results. This is presented in figure S2.3.

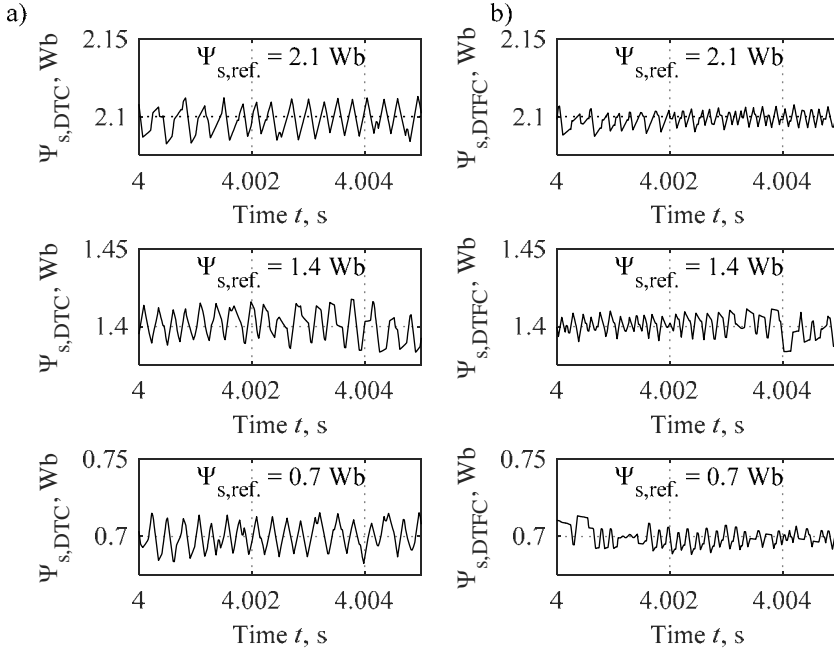


Fig. S2.3. Simulated stator magnetic field vector trajectories: a) typical direct torque control; b) direct torque control with fuzzy logic controller

In figure S2.3, more simulation results are presented. Three reference values are simulated: small of 0.7 Wb, medium of 1.4 Wb and big of 2.1 Wb. In these conditions stator's magnetic flux error seems smaller in DTFC. The quality is measured by calculating deviations:

$$\sigma_{\Psi} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |e_{\Psi}(kT)|, \quad (\text{S2.1})$$

$$\sigma_T = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |e_T(kT)|. \quad (\text{S2.2})$$

Formulas S2.1 and S2.1 are used for calculating deviations of the whole process including soft starting, loading and soft braking. Simulation results of three different stator's magnetic flux set-points are presented in table S2.2.

Table S2.2. Comparison table for magnetic flux and torque transients

Magnetic flux reference	Magnetic flux deviation, Wb			Torque deviation, N-m		
	DTC	DTFC	Ratio	DTC	DTFC	Ratio
2.1 Wb	0.0068	0.0045	65 %	3.63	3.34	92 %
1.4 Wb	0.0068	0.0044	65 %	2.25	2.05	91 %
0.7 Wb	0.0068	0.0051	74 %	1.02	0.75	74 %

DTC with fuzzy logic controller has consistently better performance (table S2.2). Magnetic flux deviations are reduced by 26 to 35% and electromagnetic torque ripples are reduced by 8 to 26%.

3. Six-phase drive control in post-fault conditions

A compensation method for aftereffects of multi-phase induction drive in post-fault conditions was proposed in (Pitrėnas *et al.* 2018). This method can reduce stator over-currents and ellipticity of stator current resultant vector trajectory when one or more stator phases are open in a frequency drive. This is achieved by producing stator source voltages with phase angles other than standard. Voltage amplitudes are kept constant.

In this thesis the aforementioned compensation method is investigated by performing direct measurement of magnetic flux densities in the six-phase machine air-gap. Positions of the flux density sensors (Hall effect sensors) are important. The experimental six-phase machine had 4 pole pairs and, therefore, sensor placement positons are as in figure S3.1.

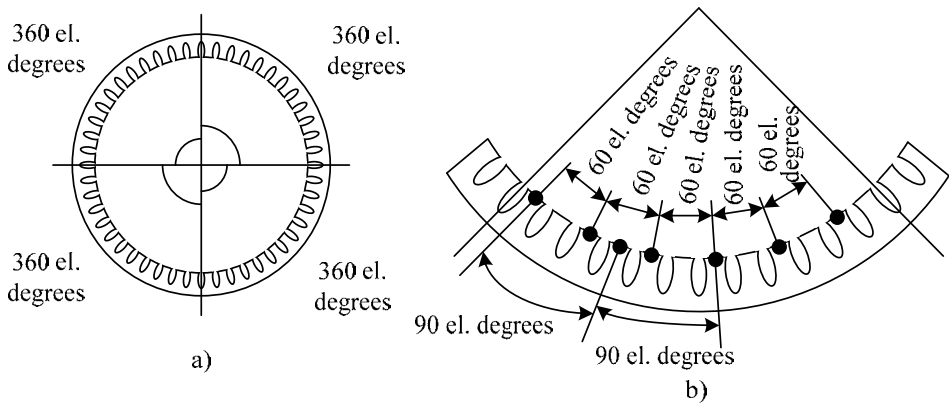


Fig. S3.1. Motor stator cross-section: a) electric angles of stator with four pole pairs; b) positions of magnetic flux sensors in the magnetic circuit

Stator cross-section is split into four segments of 360 electrical degrees (fig. S3.1 part a). All sensors are placed in one segment. They are positioned at electrical angle of

60 electrical degrees between adjacent sensors (fig. S3.1 part b). In order to measure magnetic flux density in the air-gap, each sensor is in a special slot in the stator's magnetic circuit.

Sensor voltage signals have high levels of low frequency noise. Using fast Fourier transform (FFT), amplitude spectrums are calculated. They presented in figure S3.2.

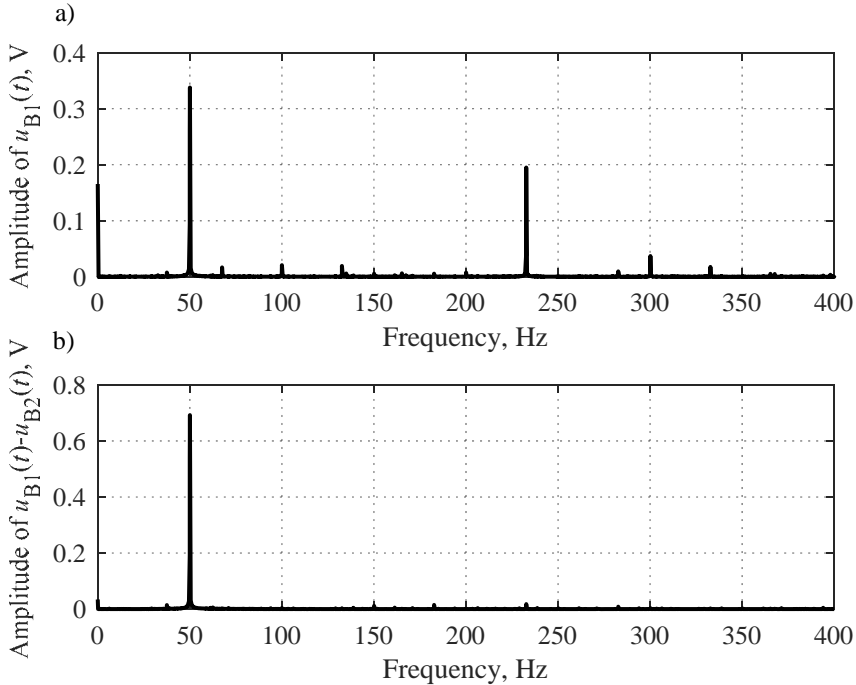


Fig. S3.2. Amplitude spectrums: a) single magnetic flux measurement voltage; b) difference of two magnetic flux measurement voltages with phase shift of 180°

In figure S3.2 part a, high levels of noise are visible – 0.195 V at frequency 238 Hz versus 0.338 V at main source voltage frequency of 50 Hz. They are compensated by calculating difference between two signals of sensors with 180 electrical degree angle. Result is presented in figure S3.2 part b. This signal is then digitally filtered to remove high frequency noise and the scaled result is magnetic flux density in the air-gap at a single direction.

Six sensors are used (fig. S3.1 part b) to measure magnetic flux densities in three directions that have 120 electrical degree angle. This set of magnetic flux density measurements is compared with stator currents measurements. For comparison results are presented in figure S3.3 as resultant vector trajectories and amplitude spectrums of vector lengths.

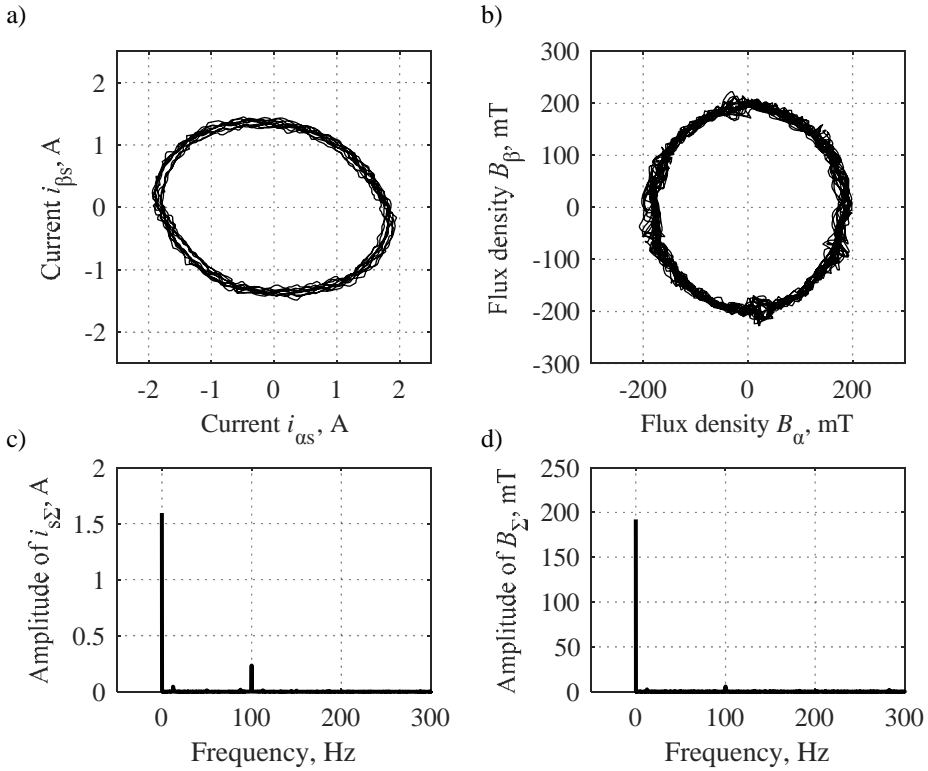


Fig. S3.3. Experimental resultant vector values in uncompensated post-fault condition (loss of phase F): a) resultant vector trajectory of stator currents; b) resultant vector trajectory of magnetic flux densities in the air gap; c) resultant vector length amplitude spectrum of stator currents; d) resultant vector length amplitude spectrum of magnetic flux densities in the air gap

In figure S3.3, post-fault condition of one open phase are analysed. As expected, stator current resultant vector trajectory is elliptical as opposed to circular trajectory in normal operating condition (fig. S3.3 part a). In amplitude spectrum of figure S3.3 part c, trajectory ellipticity manifests as 100 Hz spectrum component – it is 15% of 0 Hz spectrum component.

In case of magnetic flux density resultant vector trajectory (fig. S3.3 parts b and d), ellipticity is a lot lower. Amplitude of 100 Hz spectrum component is 3% of 0 Hz spectrum component. This is a very low impact of one open phase post-fault condition when compared to stator current qualities.

In compensation method the stator source voltage phase angles are changed to reduce ellipticity of stator current resultant vector trajectory and reduce stator over-currents. The effects on magnetic flux qualities are presented in figure S3.4.

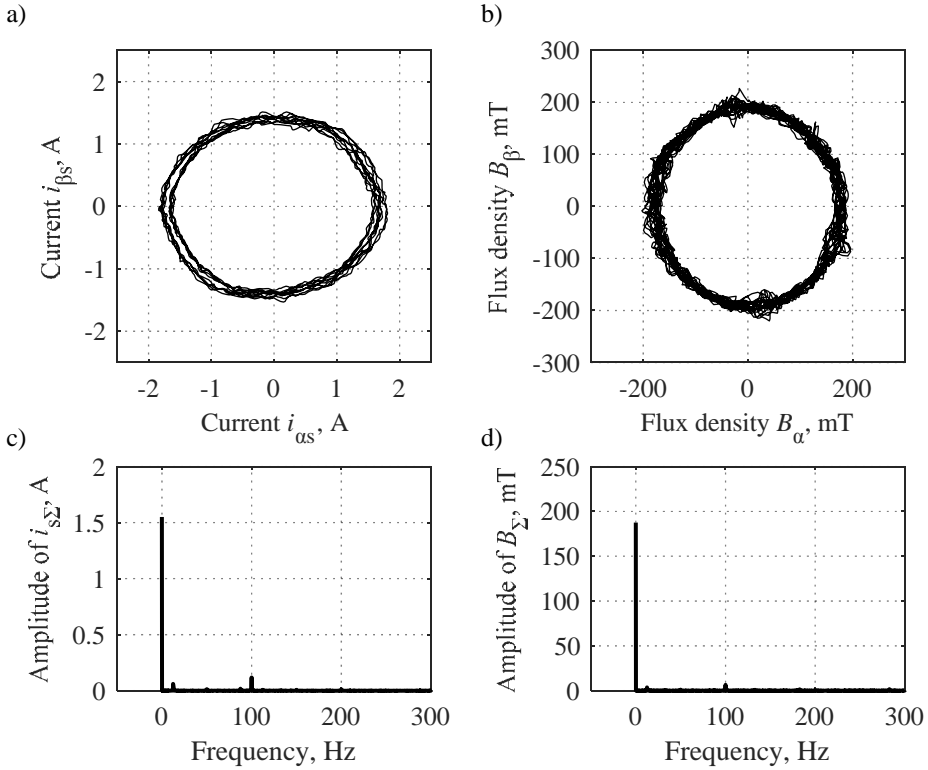


Fig. S3.4. Experimental resultant vector values in over-current-compensated post-fault condition (loss of phase F): a) resultant vector trajectory of stator currents; b) resultant vector trajectory of magnetic flux densities in the air gap; c) resultant vector length amplitude spectrum of stator currents; d) resultant vector length amplitude spectrum of magnetic flux densities in the air gap

In figure S3.4, partial compensation of over-currents and ellipticity of trajectory shows positive results on current qualities. Magnetic flux density in the air-gap is affected very little (fig. S3.4 parts b and d). It can be concluded that this compensation method does not have negative side effects on the magnetic flux density resultant vector trajectory.

In this thesis a search method for stator source voltage phase angles is developed. A single set of phase angles is not suitable for compensation in different operating conditions. For example, the frequency drive can be speed-controlled. Experiments show that stator current system qualities change when source voltage frequency is different. Same goes for load conditions and other less significant parameters.

A single solution can be found by blindly performing numerous experiments and that is acceptable. However, there is a need for multiple phase angle sets to cover a wide range of operating conditions. Systematic search must be performed.

Based on vector diagrams of stator currents and voltages, a search method was developed. Iteration for compensating ellipticity of vector trajectory is presented in figure S3.5.

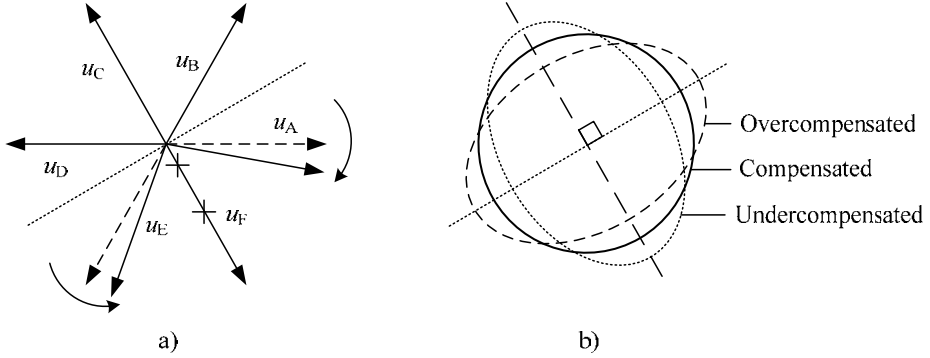


Fig. S3.5. Compensation for trajectory of stator current resultant vector by means of shifting generated stator voltage phase angles: a) approach by shifting of two phase angles closer to the lost phase; b) trajectories of stator current resultant vector before and after compensation

In case phase F is open (fig. S3.5 part a), the ellipse direction of stator current resultant vector trajectory is close to that of open phase (see undercompensated in fig. S3.5 part b). By shifting voltage phase angles closer to the lost phase (fig. S3.5 part a), the ellipticity can be reduced and in ideal case – trajectory can be restored to circular.

Over-currents can be compensated by shifting voltage angles based on stator current vector diagram when greatest over-current or lowest under-current is identified. See full thesis for complete list of proposed iterations.

An objective function is required for assessing effects of each search iteration. The developed objective function consists of three components that rate ellipticity, over-currents and trajectory radius:

$$f(e, I_A, I_B, I_C, I_D, I_E) = e + k \cdot \frac{\sigma(I_A, I_B, I_C, I_D, I_E)}{I_{\text{mean}}} + \left(\frac{I_{\text{norm.o.c.}} - I_{\text{mean}}}{I_{\text{norm.o.c.}}} \right)^2, \quad (\text{S3.1})$$

where e is ellipticity of stator current resultant vector trajectory, σ is standard deviation, I_{A-E} are amplitudes of stator phase currents, I_{mean} is mean value of stator phase current amplitudes, $I_{\text{norm.o.c.}}$ is mean value of stator phase current amplitudes in normal operating condition, k is weight of over-current objective component.

The weight k in formula S3.1 is set to 5. With this value, first and second components are equal in uncompensated post-fault condition when one phase is open.

Third component has the lowest weight when in normal circumstances. The applied search algorithm does not necessarily have to be the proposed one in order for objective

function to work. In case phase angles shifts are very great, the stator current may drop significantly. Then the third component in objective function (formula S3.1) will be the greatest of all components and, therefore, indicate bad result.

A search algorithm was developed. It is presented in figure S3.6.

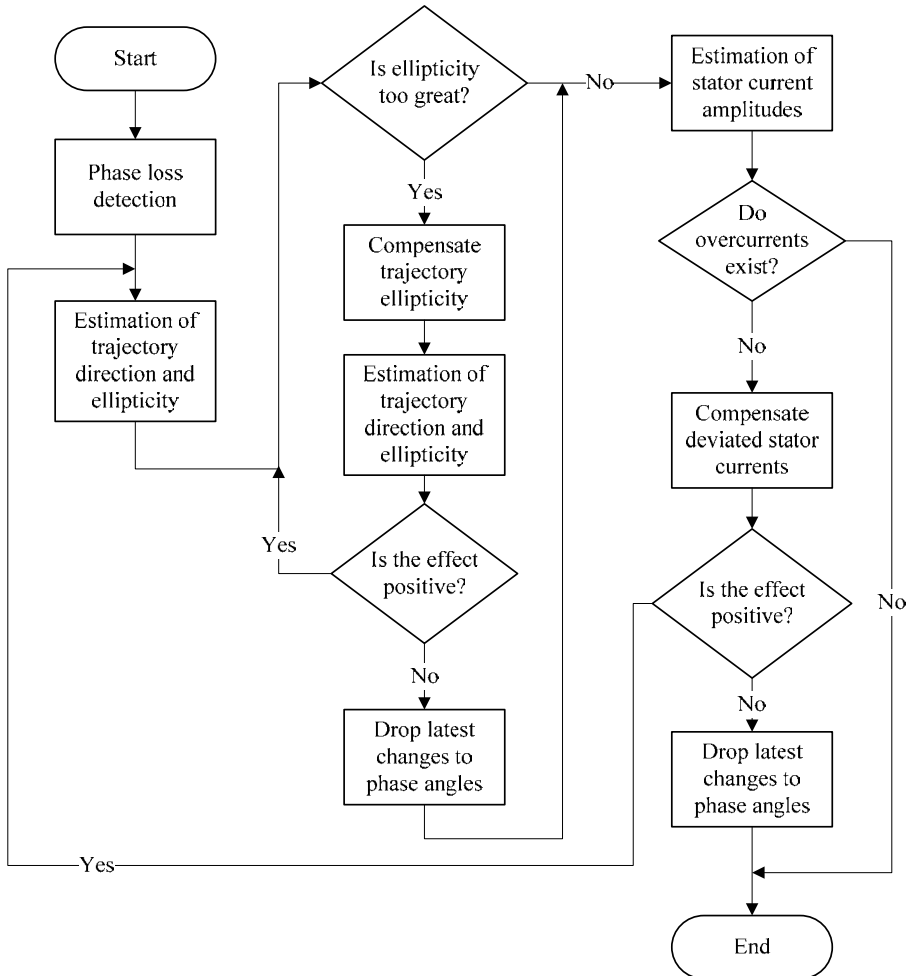


Fig. S3.6. Search algorithm for stator voltage phase angles

Search algorithm in figure S3.6 has two loops. First loop is meant to compensate ellipticity of vector trajectory. Second loop is meant to compensate over-currents. Each loop is escaped when a threshold is met or the last iteration is worse than the one before. Firstly, the ellipticity is compensated. Then an iteration for over-current compensation is performed. Next, the ellipticity is re-estimated and cycle repeats.

When multiple stator source voltage phase angle sets are found, they should be applied to the frequency drive for post-fault condition compensation in a wide range of operating conditions. With multiple parameters in consideration, a more sophisticated solution than a look-up table is necessary. A fuzzy logic compensator is proposed. Designed fuzzy logic controller is presented in figure S3.7.

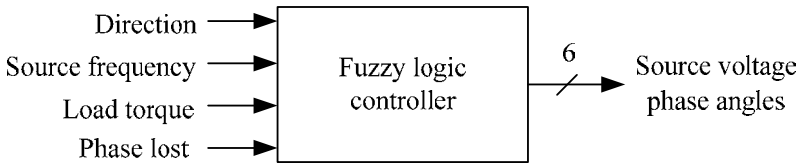


Fig. S3.7. Functional block diagram of post-fault condition compensator

A fuzzy logic controller for multiple input parameters is designed (fig. S3.7). These parameters are direction, source voltage fundamental frequency, load torque and number of phase lost. Parameters for the controller should be selected by considering frequency drive applications. Any number of parameters can be added or removed from the fuzzy logic controller.

Matlab package Fuzzy Logic Toolbox was used for designing the controller. A training data set is prepared with the stator source voltage phase angles found by manual or automated search. A training data table for single lost phase is presented in table S3.1.

Table S3.1. Source voltage phase angle selection table when stator phase F is open

			Source voltage phase angles, °					
Direction	Source frequency, Hz	Load torque, N·m	A	B	C	D	E	F
Forward	50	0.5	3	63	120	180	245	300
Forward	50	2.5	3	64	120	178	244	300
Forward	30	0.5	2	62	120	180	244	300
Forward	30	2.5	2	63	120	178	243	300
Backward	30	0.5	356	60	120	178	238	300
Backward	30	2.5	357	62	120	177	238	300
Backward	50	0.5	355	60	120	177	237	300
Backward	50	2.5	356	62	120	176	237	300

In table S3.1 there are 8 phase angle sets for a single lost phase. In a six-phase drive, full table would consist of 48 sets. The output signals are the source voltage phase angles.

The experimental drive was limited to voltage phase angle increments of 1 degree. In this case, the outputs of fuzzy logic controller must be quantified.

General conclusions

1. Developed fuzzy logic controller for direct torque control method replaces hysteresis band controllers and voltage vector selection table. It improves dynamic qualities of six-phase drives when compared to typical direct torque control.
2. Problem of initial magnetic field production was solved and magnetic flux overshoot was limited using fuzzy logic for direct torque control drive.
3. Direct torque control with fuzzy logic controller compared to typical direct torque control method improves dynamic qualities – ripples of electromagnetic torque are reduced by 26% and that of stator's magnetic field by 26% when magnetic field set-point is small (0.7 Wb). When the set-point is great (2.1 Wb) ripples of electromagnetic torque are reduced by 8% and that of stator's magnetic field by 35%.
4. It was found that rotating magnetic field in the air-gap is close to circular. These experimental results were obtained when one or two adjacent stator phases of a six-phase motor are open.
5. In post-fault condition, elliptical rotating magnetic field in the air-gap was restored to circular rotating field when using stator phase angles found by executing search which is based on stator current and voltage diagrams.
6. Over-currents were reduced by 9% in fourteen iterations of proposed search. When using general purpose search method such as simplex search the number of iterations would be a lot greater and search of five parameters may be unsuccessful.
7. Technique for designing fuzzy logic controllers was developed. Such controller is able to reduce over-currents and ellipticity of rotating magnetic field in the air-gap in post-fault conditions with one or more open stator phases of a multi-phase frequency drive.

Priedai³

A priedas. Disertacijos autoriaus sąžiningumo deklaracija

B priedas. Bendraautorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje

C priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos

³ Priedai pateikiami pridėtoje kompaktinėje plokštelėje.

Donatas UZNYS

NERAIŠKIAJA LOGIKA GRĮSTAS ŠEŠIAFAZIŲ
ASINCHRONINIŲ PAVARŲ VALDYMAS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

FUZZY LOGIC BASED SIX-PHASE
INDUCTION DRIVE CONTROL

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2018 06 12. 11,0 sp. l. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
<http://leidykla.vgtu.lt>
Spausdino BĮ UAB „Baltijos kopija“
Kareivių g. 13B, 09109 Vilnius